

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Máster en Ingeniería de Telecomunicación

**DISEÑO DE ARRAY CONFORMADO DE DOBLES
PARCHES APILADOS PARA COMUNICACIONES WiMAX
Y COBERTURA OMNIDIRECCIONAL O SECTORIAL NO
SIMULTÁNEA**

Paula Paloma Sánchez Dancausa

JULIO 2016

Diseño de array conformado de dobles parches apilados para comunicaciones WiMAX y cobertura omnidireccional o sectorial no simultánea

AUTOR: Paula Paloma Sánchez Dancausa

TUTOR: José Luis Masa Campos

Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2016



Resumen

En el presente documento se propone realizar el diseño y construcción de una antena de array conformada de banda ancha con ocho parches apilados a 3.5 GHz. A su vez, se proponen tres redes de alimentación distintas para comprobar la versatilidad de la antena en su plano horizontal. Para ello, se ha construido una red con un reparto equitativo de potencia entre cada una de sus puertas y sin ningún desfase entre las mismas. Esta red ha sido construida y medida, obteniendo un reparto de potencia igual entre sus puertas y un ligero desfase de $\pm 4^\circ$. Esta red ha sido integrada en la antena obteniendo un rizado máximo de 4.7 dB en el peor de los casos.

Posteriormente, se ha diseñado y construido una red de alimentación con conmutadores mediante la cual se ha dividido la antena en cuatro sectores de dos parches cada uno. Una vez construida, se ha integrado con la antena obteniendo unos diagramas satisfactorios con cuatro sectores diferenciados y una gran estabilidad en la banda de trabajo. A su vez, el hecho de incluir una etapa de amplificación hace que la ganancia de dichos sectores sea de aproximadamente 17 dB.

Por último, se plantea una red de alimentación con diodos PIN para poder aunar las dos redes previamente mencionadas y conseguir la máxima versatilidad posible. Mediante simulaciones con el modelo circuital del diodo PIN se han obtenido diversos diagramas, demostrando así la gran versatilidad que ofrece esta antena. Finalmente, se ha medido un diodo PIN obteniendo unos resultados en transmisión y reflexión similares a los modelos circuitales utilizados, demostrando así que esta red es realizable.

Palabras clave

Antena, parche apilado, microstrip, array conformado, red de alimentación, conmutadores, diodos PIN.

Abstract

In this document the design of a wide band conformal array antenna with eight stacked patches at 3.5GHz is presented. Also, several feeding networks are presented to verify the versatility of the antenna in its H-Plane. To achieve this, an equal power divider with no phase difference between each of its ports. This feeding network has been integrated with the antenna obtaining a maximum ripple of 4.7 dB in the worst case.

Subsequently, a switched feeding network has been designed and manufactured by which the antenna has been divided into four sectors of two elements each. Once it has been manufactured, it has been integrated with the antenna, obtaining satisfactory radiation diagrams with a clear sectorization in four aiming directions which are very stable in the frequency band. Also, including an amplifier increases the gain of the antenna, reaching a 17 dB level.

Finally, a feeding network with PIN diodes is presented, uniting both of the previous feeding networks and achieving the maximum possible versatility. Using the circuit model of the PIN diode for the simulation different diagrams are obtained, proving the great versatility of this antenna. Lastly, a PIN diode has been measured showing a very similar behavior in both transmission and reflection compared to the circuit model. Therefore, this feeding network is feasible.

Keywords

Antenna, stacked patch, microstrip, conformal array, feeding network, switch, PIN diode

Agradecimientos

En primer lugar, como es lógico, debo agradecerle este trabajo a mi tutor, José Luis, que ha batido récords que jamás superará corrigiendo esta memoria. Ha sido un placer hacer este trabajo contigo, gracias por la paciencia y el tiempo. Ya sabes, cuando esté la red de diodos PIN hecha debes avisarme.

Por supuesto, agradecer a otros dos profesores del RFCAS, Jorge y Juan, por los cafés con grandes discusiones existenciales sobre variables triplejas, fútbol, o lo que surja. Aunque uno de ellos haya huido a Suiza con tal de no leerse esta memoria.

Al resto de compañeros del grupo, Ana y Lucas, aunque hayan huido al otro lado del pasillo, su compañía en cualquier momento siempre es un placer. Sobre todo, a mis dos compañeros de batalla, aunque uno de ellos haya huido al lado oscuro de los doctorandos. Eduardo, no te despendoles con Charles Aznavour en mi ausencia. Diego, gurú del Shuffle, capaz de dormirse en cualquier sitio, Mourinhista donde los haya, gracias por todo este semestre que hemos pasado literalmente juntos. Casillas también te lo agradece.

A toda la gente que he conocido en estos ya seis años. Ángel, Manu, Erik, Gabriel, Raquel, Howell, Tomete, Pali (léase con el cántico asociado), los herederos de la asociación, Rodri y Dani, gracias por las conversaciones absurdas, la compañía, los múltiples momentos futboleros y sobre todo, gracias por las pachangas. No ha habido mejor entretenimiento para un martes por la tarde. No te creas que me olvido de ti, Ana. Sabes que todo este tiempo habría sido un pestiño sin Lenny y Kravitz juntos.

Ahora toca desplazarse hacia al este de Madrid. Sara, gracias por aguantarme tanto tiempo, explicándote las cosas que hago, no sé cómo lo haces *gif de Ralph cayendo ladera abajo*.

Ya que estamos por el este, gracias a todo el frente de Torrejón. Aún sigue doliendo bastante el madrugar, pero se hace muchísimo menos doloroso con vuestra compañía. Gracias por enseñarme tanto en estos últimos seis meses, sobre todo lo valiosa que puede llegar a ser una transición.

Falta por agradecer a una persona del pasillo de en frente, pero como siempre hay que guardarse lo mejor para el final. Gracias, Pablo, por aguantarme, por estar ahí, por nuestras maravillosas cenas discutiendo sobre antenas, por nuestras conversaciones sobre cualquier cosa, por sobrevivir a cuatro clásicos, aunque quiero recordar que el conteo sale a favor del Barça, en fin, por todo. No hay mejor compañero posible para este camino.

Por último, como no, hay que agradecer a los tres locos que están siempre hay y tengo el gusto de llamar familia. En cualquier momento puede brotar un ataque de risa en esa casa por la razón más aleatoria que uno podría imaginar. Uno no podría pedir más.

¡Ah! Y gracias a ti que te atreves a leer esta memoria.

And now, my watch has ended

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Organización de la memoria	2
2	ESTADO DEL ARTE	3
2.1	Conceptos básicos de antenas.....	3
2.1.1	Tipos de antena.....	3
2.1.2	Parámetros de una antena	4
2.1.2.1	Impedancia de entrada y adaptación	4
2.1.2.2	Parámetros de dispersión	5
2.1.2.3	Diagrama de radiación	6
2.1.2.4	Ganancia, directividad y eficiencia	7
2.1.2.5	Polarización	9
2.2	Elementos radiantes.....	10
2.2.1	Antenas microstrip: Parches.	10
2.2.1.1	Alimentación.....	10
2.2.1.2	Parche apilado.....	12
2.3	Arrays	13
2.3.1	Array lineal.....	14
2.3.2	Array planar.....	15
2.3.3	Array conformado	15
3	DISEÑO DE LA ANTENA	19
3.1	Elemento radiante.....	19
3.1.1	Diseño del elemento radiante	19
3.1.2	Construcción del elemento radiante	21
3.2	Estructura tridimensional	24
3.2.1	Análisis y selección de la estructura.....	24
3.2.2	Construcción de la estructura	26
4	RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO OMNIDIRECCIONAL	29
4.1	Diseño y construcción de la red	29
4.2	Integración de la red en la antena	32
5	RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO SECTORIAL	39
5.1	Diseño y construcción de la red	39
5.1.1	Evaluación del funcionamiento del conmutador	39
5.1.2	Evaluación del funcionamiento del amplificador	41
5.1.3	Funcionamiento de la placa <i>Arduino Uno</i>	43
5.1.4	Diseño y construcción de la red conmutada	44

5.1.5	Construcción y medida de la red	46
5.2	Integración de la red en la antena	49
6	RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO OMNIDIRECCIONAL Y SECTORIAL NO SIMULTÁNEO	55
6.1	Funcionamiento de los diodos PIN	55
6.2	Diseño de la red	56
7	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	65
7.1	Conclusiones	65
7.2	Trabajo futuro.....	66
8	REFERENCIAS	67
A.	SOFTWARE	I
A.1	CST Microwave Studio	i
A.2	Advanced Design System (ADS)	ii
B.	FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS	III
B.1	Fabricación de circuitos impresos	iii
B.2	Conexión y soldadura	iv
C.	MEDIDAS EN CÁMARA ANECOICA.....	V
D.	COMPARATIVAS DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN	VII
D.1	Diagramas radiados en comportamiento omnidireccional, extensión de capítulo 4	vii
D.1.2	Diagramas en ganancia.....	viii
D.2	Diagramas radiados en comportamiento sectorial con conmutadores, extensión de capítulo 5	ix
D.3	Diagramas radiados en comportamiento sectorial y omnidireccional con conmutadores, extensión de capítulo 6	x
E.	HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS	XVII
E.1	Amplificador ECG001B de TriQuint Semiconductor	xvii
E.2	Conmutador VSWA2-63DR+ de MiniCircuits	xviii
E.3	Diodo PIN BAR64-02.....	xxiii

**F. C3DIGO DE ARDUINO PARA CONTROL DE RED CON
CONMUTADORESXXVII**

G. PUBLICACIONES..... XXIX

G.1 PIER C, [2].....xxix

G.2 IEEE, [2]xxxvii

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1: ESQUEMA DE SISTEMA DE ANTENA TRANSMISORA Y RECEPTORA.....	3
FIGURA 2.2: PARÁMETROS CIRCUITALES DE LA ANTENA.....	4
FIGURA 2.3: ONDAS REFLEJADAS E INCIDENTES EN UNA RED DE N PUERTAS [5]	5
FIGURA 2.4: COORDENADAS POLARES	6
FIGURA 2.5: CARACTERÍSTICAS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN	7
FIGURA 2.6: POLARIZACIÓN LINEAL, CIRCULAR Y ELÍPTICA	9
FIGURA 2.7: PARCHE RECTANGULAR Y CIRCULAR.....	10
FIGURA 2.8: ALIMENTACIÓN DE UN PARCHE POR LÍNEA, COAXIAL, ACOPLAMIENTO POR PROXIMIDAD Y ACOPLAMIENTO POR RANURA.....	11
FIGURA 2.9: ESTRUCTURA DE PARCHE APILADO.....	12
FIGURA 2.10: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE UN PARCHE APILADO	12
FIGURA 2.11: ARRAY LINEAL	14
FIGURA 2.12: ARRAY PLANAR	15
FIGURA 2.13: ARRAY CONFORMADO CIRCULAR, IMAGEN EXTRAÍDA DE [7]	16
FIGURA 2.14: CAMPO RADIADO APUNTADO A 30° A) CON LOS 16 ELEMENTOS ACTIVOS B) CON LA MITAD DE LOS ELEMENTOS ACTIVOS C) CON EL DOBLE DE ELEMENTOS Y D) REDUCIENDO A UN SECTOR DE 6 ELEMENTOS	17
FIGURA 3.1: DOBLE PARCHE APILADO, (A) SUPERIOR Y (B) INFERIOR.....	19
FIGURA 3.2: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN SIMULADO EN CST EN (A) DB Y (B) CARTA DE SMITH	20
FIGURA 3.3: CAMPO RADIADO SIMULADO DEL PARCHE EN AMBOS PLANOS PRINCIPALES, COPOLAR Y CONTRAPOLAR	20
FIGURA 3.4: CAMPO RADIADO SIMULADO DEL PARCHE EN PLANO H EN LA BANDA DE ADAPTACIÓN	21
FIGURA 3.5: MODELO Y CONSTRUCCIÓN DEL PARCHE.....	21
FIGURA 3.6: FABRICACIÓN Y MONTAJE DE PIVOTES	22
FIGURA 3.7: COEFICIENTE DE REFLEXIÓN MEDIDO EN (A) DB Y (B) CARTA DE SMITH.....	22
FIGURA 3.8: ORIENTACIÓN Y PLANOS DEL PARCHE	23
FIGURA 3.9: CAMPO RADIADO DEL PARCHE, MEDIDA CONTRA SIMULACIÓN, A 3.5GHZ	23
FIGURA 3.10: CAMPO RADIADO MEDIDO DEL PARCHE EN PLANO H EN LA BANDA DE ADAPTACIÓN	24
FIGURA 3.11: ORIENTACIÓN Y PLANOS DE LA ESTRUCTURA	25
FIGURA 3.12: COMPARATIVA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO ESTIMADO EN EL PLANO HORIZONTAL PARA UN DISTINTO NÚMERO DE CARAS A 3.5 GHZ	26
FIGURA 3.13: VARIACIÓN DEL CAMPO RADIADO ESTIMADO EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA	26
FIGURA 3.14: DISEÑO DE LA ESTRUCTURA DE SUJECCIÓN DE LA ANTENA	27
FIGURA 3.15: CONSTRUCCIÓN DE LA ESTRUCTURA DE SUJECCIÓN DE LA ANTENA	27
FIGURA 4.1: DIMENSIONES DE A) TRANSICIÓN Y B) TRANSICIÓN Y ANTENA.....	29
FIGURA 4.2: DISEÑO DE LA RED.....	30

FIGURA 4.3: PARÁMETROS S SIMULADOS DE LA RED PARA COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL, MÓDULO Y FASE	30
FIGURA 4.4: CONSTRUCCIÓN DE LA RED	31
FIGURA 4.5: PARÁMETROS S MEDIDOS DE LA RED PARA COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL, MÓDULO Y FASE	31
FIGURA 4.6: VISTA SUPERIOR DE LA ANTENA INTEGRADA CON RED PARA FUNCIONAMIENTO OMNIDIRECCIONAL.....	32
FIGURA 4.7: COMPARATIVA DE COEFICIENTES DE REFLEXIÓN PARA COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL.....	32
FIGURA 4.8: ANTENA EN LA CÁMARA ANECOICA	33
FIGURA 4.9: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO, PLANO H.....	33
FIGURA 4.10: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO, PLANO H, COMPONENTES COPOLAR Y CONTRAPOLAR	34
FIGURA 4.11: MEDIDA DE CAMPO RADIADO EN GANANCIA, PLANO H.....	34
FIGURA 4.12: COMPARATIVA ENTRE CAMPO RADIADO NORMALIZADO TEÓRICO, SIMULADO Y MEDIDO A 3.5 GHZ, PLANO H.....	35
FIGURA 4.13: COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDA, PLANO E	36
FIGURA 4.14: CAMPO MEDIDO, VARIACIÓN EN FRECUENCIA EN PLANO E.....	37
FIGURA 5.1: ESQUEMA DE RED CONMUTADA CON DOS NIVELES	39
FIGURA 5.2: ENCAPSULADO DEL CONMUTADOR VSWA2-63DR+ Y CONFIGURACIÓN DE SUS PINES 40	
FIGURA 5.3: PLACA DE EVALUACIÓN DEL CONMUTADOR VSWA-63 DR +	40
FIGURA 5.4: MEDIDAS DE PARÁMETROS S EN PLACA DE EVALUACIÓN CONMUTADA.....	41
FIGURA 5.5: ESQUEMA DE RED CONMUTADA CON DOS NIVELES Y ETAPA DE AMPLIFICACIÓN	42
FIGURA 5.6: DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA PLACA DE EVALUACIÓN DEL AMPLIFICADOR ECG0001B.....	42
FIGURA 5.7: PARÁMETROS S DE LA PLACA DE EVALUACIÓN DEL AMPLIFICADOR	43
FIGURA 5.8: PLACA ARDUINO UNO Y PUERTOS USADOS	43
FIGURA 5.9: CONEXIÓN DE TIERRAS DE LAS DISTINTAS CAPAS	44
FIGURA 5.10: SOLDADURA DEL <i>PADDLE</i> DE TIERRA DEL CONMUTADOR	45
FIGURA 5.11: PLANOS DE CAPA DE RF (IZQUIERDA) Y DETALLE DEL CONMUTADOR (DERECHA) ...	45
FIGURA 5.12: PLANO DE CAPA DE ELECTRÓNICA	46
FIGURA 5.13: PLANOS DE RF Y ELECTRÓNICA SUPERPUESTOS	46
FIGURA 5.14: RED CONSTRUIDA, CAPAS DE RF (IZQUIERDA) Y ELECTRÓNICA (DERECHA).....	47
FIGURA 5.15: ESTRUCTURA DE SUJECCIÓN DE RED CONMUTADA Y PLACA <i>ARDUINO</i>	47
FIGURA 5.16: CONSTRUCCIÓN DE ESTRUCTURA DE SUJECCIÓN DE RED CONMUTADA Y PLACA <i>ARDUINO</i>	48
FIGURA 5.17: PARÁMETROS S DE LA RED CONMUTADA EN MÓDULO EN LOS DISTINTOS SECTORES	49
FIGURA 5.18: ANTENA INTEGRADA CON RED CONMUTADA PARA FUNCIONAMIENTO SECTORIAL 50	
FIGURA 5.19: COMPARATIVA DE COEFICIENTES DE REFLEXIÓN PARA COMPORTAMIENTO SECTORIAL	50
FIGURA 5.20: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO A 3.5 GHZ, PLANO H.....	51

FIGURA 5.21: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO EN SECTOR 1, PLANO H, COMPONENTES COPOLAR Y CONTRAPOLAR	51
FIGURA 5.22: COMPARATIVA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO ENTRE MEDIDA Y SIMULACIÓN A 3.5 GHZ, PLANO H	52
FIGURA 5.23: MODELADO DE SIMULACIÓN DE ESTRUCTURA CON DOS PARCHES ALIMENTADOS ..	52
FIGURA 5.24: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO A 3.5 GHZ, PLANO E.....	53
FIGURA 5.25: MEDIDA DE CAMPO RADIADO NORMALIZADO EN SECTOR 1, PLANO E	53
FIGURA 5.26: GANANCIA DE LA ANTENA CONMUTADA POR SECTORES.....	54
FIGURA 6.1: MODELO RLC DEL DIODO PIN EN (A) POLARIZACIÓN DIRECTA Y (B) INVERSA	55
FIGURA 6.2: PARÁMETROS S DE LOS MODELOS CIRCUITALES DEL DIODO PIN EN ADS.....	56
FIGURA 6.3: EJEMPLO EN CST MICROWAVE DE DIODO PIN.....	57
FIGURA 6.4: MODELO Y SIMULACIÓN DEL DIODO PIN EN POLARIZACIÓN DIRECTA MEDIANTE <i>CST SCHEMATIC</i>	57
FIGURA 6.5: MODELO Y SIMULACIÓN DEL DIODO PIN EN POLARIZACIÓN INVERSA MEDIANTE <i>CST SCHEMATIC</i>	57
FIGURA 6.6: ESTRUCTURA DEL DIVISOR 1 A 2 CON DIODOS PIN.....	58
FIGURA 6.7: DISEÑO DEL DIVISOR 1 A 2 CON DIODOS PIN	59
FIGURA 6.8: PARÁMETROS S DEL DIVISOR CON DIODOS PIN.....	59
FIGURA 6.9: DISEÑO Y ESTRUCTURA DEL DIVISOR CENTRAL CON DIODOS PIN	60
FIGURA 6.10: DISEÑO DE RED DE ALIMENTACIÓN CON DIODOS PIN	60
FIGURA 6.11: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON SALIDA 2 ACTIVADA	61
FIGURA 6.12: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON SALIDAS 2 Y 3 ACTIVADAS	61
FIGURA 6.13: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON SALIDAS 2 Y 6 ACTIVADAS	61
FIGURA 6.14: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON SALIDAS 2, 3 Y 4 ACTIVADAS	62
FIGURA 6.15: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON SALIDAS 2, 3, 4 Y 5 ACTIVADAS	62
FIGURA 6.16: PARÁMETROS S DE LA RED CON DIODOS PIN Y CAMPO RADIADO EN PLANO H CON TODAS LAS SALIDAS ACTIVADAS	62
FIGURA 6.17: CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DEL DIODO PIN.....	63
FIGURA 6.18: PLACA DE EVALUACIÓN DEL DIODO PIN	64
FIGURA 6.19: PARÁMETROS S DEL DIODO PIN MEDIDO FRENTE A SIMULACIÓN	64
FIGURA A.1: INTERFAZ DE CST	i
FIGURA A.2: INTERFAZ DE ADS	ii
FIGURA B.1: MÁQUINA DE FRESADO LPKF PROTOMAT S100.....	iii
FIGURA B.2: MICROSCOPIO MOTIC Y ESTACIÓN DE SOLDADURA DE PRECISIÓN.....	iv
FIGURA C.1: CÁMARA ANECOICA DE LA ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR	v
FIGURA D.1: CAMPO RADIADO NORMALIZADO COMPARATIVA ENTRE MEDIDA Y SIMULACIÓN PARA COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL.....	vii

FIGURA D.2: CAMPO RADIADO COMPARATIVA ENTRE MEDIDA Y SIMULACIÓN PARA COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL.....viii

FIGURA D.3: CAMPO RADIADO, COMPARATIVA ENTRE MEDIDA Y SIMULACIÓN PARA COMPORTAMIENTO SECTORIALix

FIGURA D.4: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON SALIDA 2 ACTIVADA..... x

FIGURA D.5: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON SALIDAS 2 Y 6 ACTIVADAS xi

FIGURA D.6: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON SALIDAS 2 Y 3 ACTIVADAS.....xii

FIGURA D.7: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON SALIDAS 2, 3 Y 4 ACTIVADAS.....xiii

FIGURA D.8: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON SALIDAS 2, 3, 4 Y 5 ACTIVADASxiv

FIGURA D.9:: CAMPO RADIADO NORMALIZADO, COMPARATIVA ENTRE SIMULACIÓN Y MEDIDAS CON TODAS LAS SALIDAS ACTIVADAS xv

1 INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

En las comunicaciones actuales, la coexistencia de diferentes sistemas de comunicaciones hace que el problema de las interferencias tenga cada vez mayor importancia. La utilización de sistemas radiantes de haces directivos y conformados permite reducir el error por interferencias no deseadas en determinados entornos. Así mismo, la posibilidad de proporcionar mayor o menor rango de cobertura a un área determinada, en función de la demanda de tráfico del mismo y mediante el uso de antenas de haces conmutados, brinda muchas más posibilidades y eficiencia al sistema de comunicación, sobre todo frente a la implementación de costosos sistemas mecánicos de orientación de antenas.

En algunos casos los requerimientos de ganancia, diagrama de radiación o rango de cobertura no pueden ser satisfechos con un solo elemento radiante. Por ello, muchas veces se recurre a agrupar varias de estas antenas individuales en un array. En función de cómo se coloquen estos elementos unitarios el array puede ser lineal, en un eje, planar, sobre un plano, o conformado, sobre una superficie tridimensional. En función de la red de alimentación utilizada como medio de excitación de estas agrupaciones de antenas, el sistema radiante puede ser capaz de modificar dinámicamente sus características radiantes.

Por otro lado, la tecnología de circuitos impresos está tomando cada vez más importancia en el proceso de diseño y fabricación de antenas gracias a características tales como coste reducido, bajo perfil, facilidad de reproducción, tamaño reducido o facilidad de adaptación al entorno, entre otros.

Por todo lo anterior, la utilización de agrupaciones de antenas presenta grandes ventajas: estructuras compactas, fáciles de integrar con el receptor o transmisor y con grandes posibilidades de versatilizar su comportamiento en la red de alimentación.

Partiendo de la prueba de concepto realizada en el Trabajo Fin de Grado del mismo autor [1] y tras la realización de un estudio más exhaustivo de este tipo de estructuras en [2], se propone diseñar, construir y medir un array conformado de banda ancha con una amplia versatilidad en sus diagramas de radiación mediante el diseño de varias redes de alimentación con conmutación electrónica.

1.2 OBJETIVOS

El objetivo de este trabajo es diseñar e implementar una antena de parches conformada mediante tecnología impresa y una serie de redes de alimentación las cuales, mediante la conmutación de elementos, sean capaces de realizar una sectorización electrónica del diagrama de radiación en su plano H (horizontal). Todas estas redes de alimentación serán integradas en la antena pudiendo así comprobar su correcto funcionamiento en radiación.

Para poder cumplir estos objetivos el trabajo será enfocado de forma progresiva. En primer lugar, se diseñará el elemento unitario con el cual posteriormente se decidirá la estructura del array conformado. Posteriormente, se diseñará una red de alimentación para obtener una cobertura omnidireccional en el plano horizontal y una red con conmutadores que proporcionará una cobertura directiva realizando una sectorización en agrupaciones de dos elementos. Ambas redes

serán construidas en tecnología de circuitos impresos, combinando los componentes electrónicos pertinentes (conmutadores o amplificadores) con la propia red impresa de alta frecuencia, serán integradas en la antena conformada y, por último, validadas experimentalmente. Finalmente, se propondrá una red con diodos PIN la cual ofrece la posibilidad de activar cuantas salidas se quieran, es decir, se tendrán las dos redes anteriores en un mismo circuito.

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción.** Motivación, objetivos y estructura de la memoria del trabajo.
- **Capítulo 2: Estado del arte.** Resumen de las principales características que definen a una antena. Análisis del tipo de elemento radiante a utilizar. Definición y tipos de agrupaciones de antenas.
- **Capítulo 3: Diseño de la antena.** Diseño y construcción del elemento unitario y del array conformado.
- **Capítulo 4: Red de alimentación para funcionamiento omnidireccional.** Diseño, construcción y medida de la red para comportamiento omnidireccional y medidas de su integración con la antena.
- **Capítulo 5: Red de alimentación para funcionamiento sectorial.** Diseño, construcción y medida de la red para comportamiento sectorial, así como análisis de los componentes que la conforman, y medidas de su integración con la antena.
- **Capítulo 6: Red de alimentación para funcionamiento sectorial.** Diseño de la red para comportamiento sectorial y omnidireccional de la antena, así como análisis de los diodos PIN que la conforman.
- **Capítulo 7: Conclusiones y trabajo futuro.** Conclusiones extraídas de las medidas y las simulaciones. Posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.
- **Referencias.**

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS

Según el IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineering) una antena es “un dispositivo generalmente metálico creado con el objetivo de radiar o recibir ondas electromagnéticas “y que además “adapta la salida del transmisor o entrada del receptor al medio” [1].

Las antenas se caracterizan por su comportamiento en radiación, directividad, ganancia, polarización, impedancia y ancho de banda.

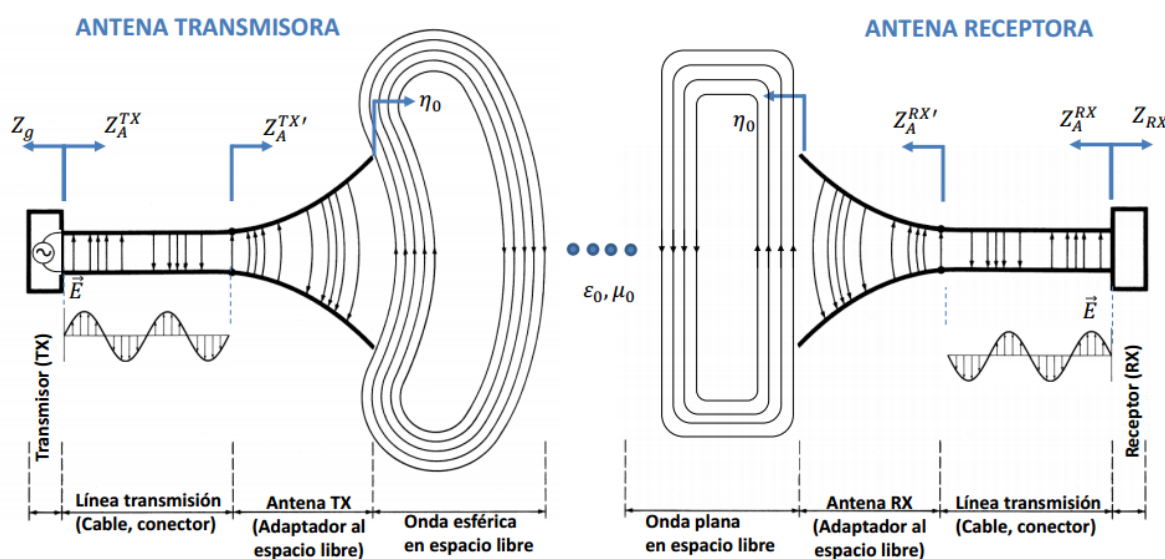


Figura 2.1: Esquema de sistema de antena transmisora y receptora

2.1.1 Tipos de antena

Teniendo en cuenta la cantidad de parámetros que pueden definir a una antena, existen múltiples variedades de las mismas:

- **Antenas lineales:** aquellas construidas con hilos conductores eléctricamente delgados, por ejemplo dipolos.
- **Antenas microstrip:** aquellas fabricadas en circuito impreso con espesores menores a $0.2\lambda_0$, como pueden ser parches.
- **Antenas de apertura:** aquellas en las que la radiación sale a través de una embocadura, por ejemplo ranuras y bocinas.
- **Agrupaciones:** conjunto de cualquier tipo de antena simple.
- **Antenas inteligentes:** agrupaciones de antenas que permiten adaptar las características de radiación en función al entorno gracias a un algoritmo de procesamiento.

2.1.2 Parámetros de una antena

Los parámetros característicos de una antena son aquellos que nos permiten analizarla como una caja negra, ya sean de carácter circuital, como podrían ser la impedancia o la adaptación, o direccional, como la ganancia, el diagrama de radiación o la polarización [3,4].

2.1.2.1 Impedancia de entrada y adaptación

La impedancia de entrada de una antena es aquella que queda definida en su borde. Sin embargo, si se considera que la línea de transmisión con la cual se une al generador como parte de la misma, quedaría definida no a los bornes de la antena si no en los de la línea de transmisión.

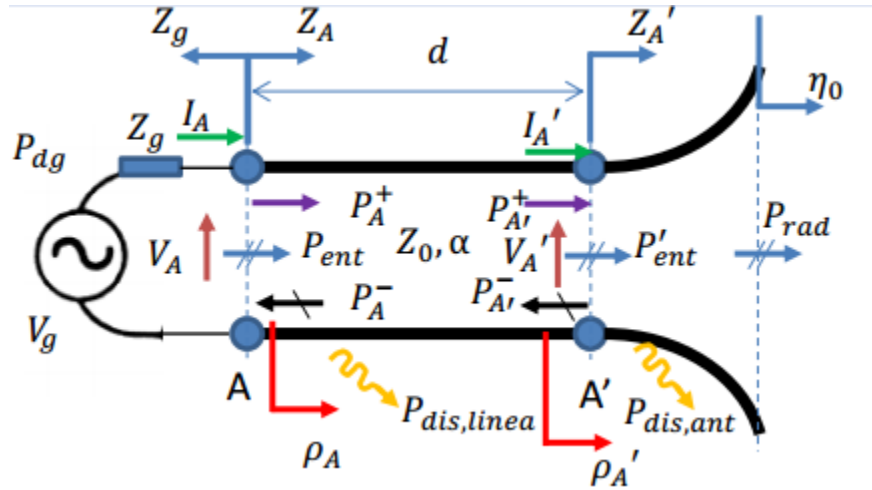


Figura 2.2: Parámetros circuitales de la antena

Si se considera el voltaje que cae a la entrada de la línea V_A y a la corriente que entrega el generador I_A la impedancia de entrada a la antena quedaría como

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad (2-1)$$

Normalmente el objetivo del diseño es conseguir que la parte imaginaria X_A de la impedancia sea lo más próxima a 0 y con ello conseguir una mejor resonancia.

Por otro lado, la resistencia de entrada R_A puede separarse en dos diferentes resistencias, una de pérdidas y otra de radiación, mediante las cuales podemos sacar las potencias radiadas y disipadas.

$$R_A = R_{perd} + R_{rad} \rightarrow P_{ent} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_A \rightarrow P_{rad} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_{rad}; \quad P_{dis,tot} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_{perd} \quad (2-2)$$

Otros parámetros importantes a la hora de definir una antena son el coeficiente de reflexión ρ_A , el cual relaciona la onda reflejada con la onda incidente en una discontinuidad, y el coeficiente de adaptación Γ_A , el cual indica la transferencia de potencia entre discontinuidades.

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2-3)$$

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (2-4)$$

Que una de ellas sea nula no implica que la otra lo sea y viceversa, es decir, se puede conseguir máxima transmisión de potencia teniendo onda reflejada o no tener onda reflejada y que no haya máxima transmisión de potencia.

2.1.2.2 Parámetros de dispersión

Los parámetros de dispersión, también conocidos como parámetros S, se encargan de describir el comportamiento de cualquier dispositivo de microondas. Cada uno de los terminales tiene dos puertos donde quedan definidas la onda incidente (a_i), entrante a la red, y la reflejada (b_i), saliente.

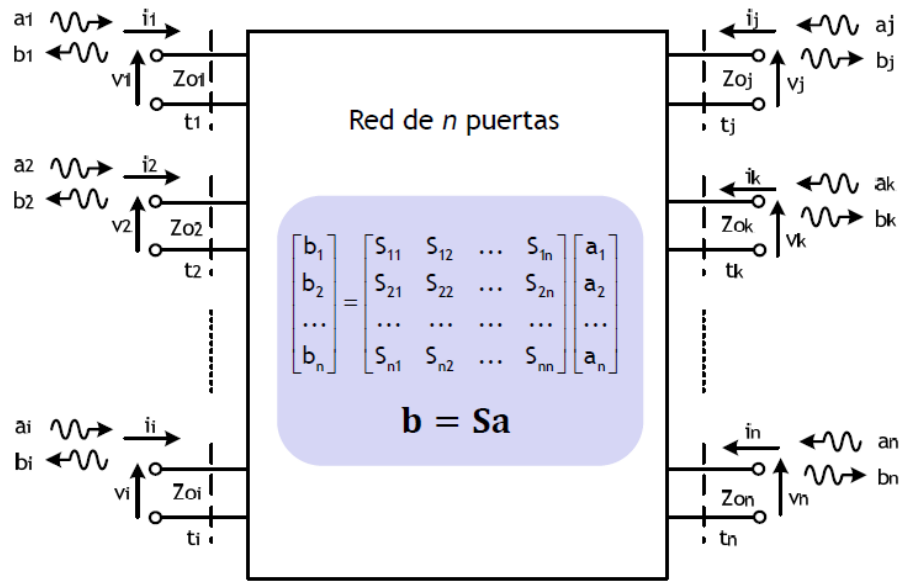


Figura 2.3: Ondas reflejadas e incidentes en una red de n puertos [5]

La matriz de parámetros s es la encargada de relacionar estas ondas incidentes y reflejadas de la red. En el caso de un sistema de dos puertos quedaría definida como

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

Para poder calcular cada parámetro s_{ij} hay que cargar cada uno de los terminales de la red con la impedancia característica del mismo, salvo el i -ésimo terminal al cual habrá que conectar un generador que produzca la onda incidente. Al tener todas las demás ondas incidentes a cero, queda definido como

$$s_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right), a_k = 0 \quad \forall k \neq i \quad (2-6)$$

En el caso de un sistema de dos puertos, los parámetros S quedarían definidos de la siguiente forma:

- **S₁₁: Reflexión a la entrada.** Potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1.
- **S₁₂: Transmisión o ganancia inversa.** Potencia que llega al terminal 1 cuando se alimenta la red por el terminal 2.
- **S₂₁: Transmisión o ganancia directa.** Potencia que llega al terminal 2 cuando se alimenta la red por el terminal 1.
- **S₂₂: Reflexión a la salida.** Potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2.

2.1.2.3 Diagrama de radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena. Para ello, se utiliza un sistema de coordenadas esférico.

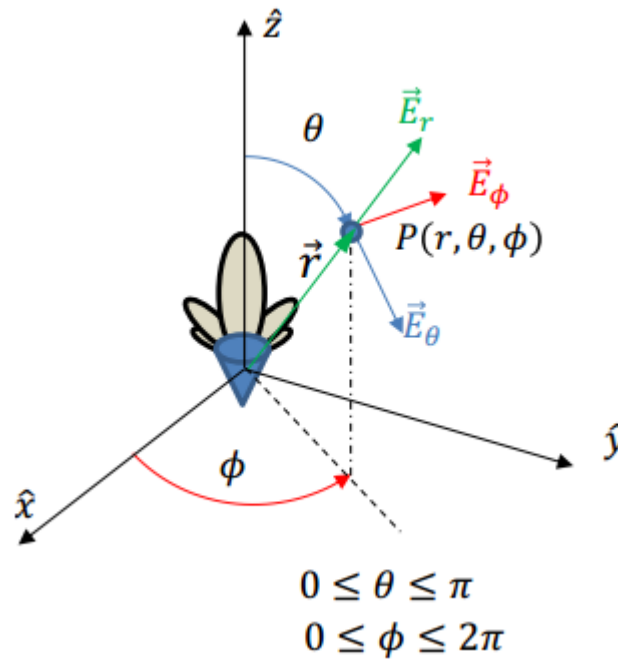


Figura 2.4: Coordenadas polares

De esta forma, el campo queda definido por tres componentes, una en función de cada nueva variable

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}(r, \theta, \phi) = \vec{E}_r(r, \theta, \phi) + \vec{E}_\theta(r, \theta, \phi) + \vec{E}_\phi(r, \theta, \phi) \quad (2-5)$$

La densidad de potencia que transporta la onda esférica radiada por la antena queda definida como

$$\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} [\vec{E}(r, \theta, \phi) \times \vec{H}^*(r, \theta, \phi)] \quad (2-6)$$

Para poder observar el diagrama de radiación en coordenadas cartesianas se realizan cortes del diagrama tridimensional para un θ o ϕ fijos. En antenas directivas y con polarización lineal es suficiente con conocer cómo se comporta la antena en los dos planos principales: el plano E, que

contiene al vector E y la dirección de máxima radiación, y el plano H, que contiene el vector H e igualmente la dirección de máxima radiación.

Las principales características que se pueden extraer de un diagrama de radiación son:

- **Lóbulo principal:** lóbulo con el máximo de radiación.
- **Lóbulos secundarios:** resto de lóbulos.
- **Nivel de lóbulos secundarios (SLL):** relación entre los niveles del lóbulo principal y los laterales.
- **Ancho de haz a -3 dB:** Ancho entre puntos del lóbulo principal con una caída de la mitad de la potencia.
- **Ancho de haz entre nulos:** Ancho entre dos nulos consecutivos

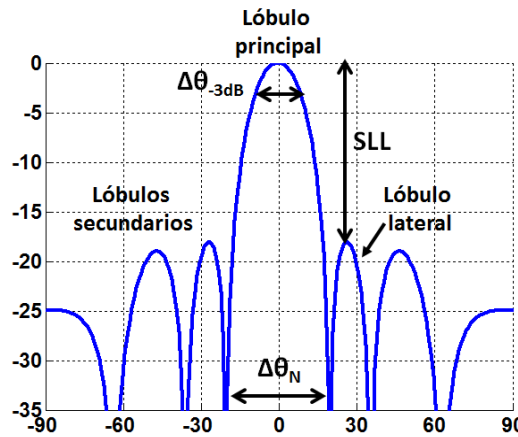


Figura 2.5: Características del diagrama de radiación

2.1.2.4 Ganancia, directividad y eficiencia

Para poder definir los parámetros de directividad, ganancia y eficiencia es necesario definir previamente el ángulo sólido y la intensidad de radiación.

El ángulo sólido es el equivalente tridimensional del radián: es la superficie que abarca un cono formado por radios desde el centro de una esfera. Su unidad son los estereorradianes.

$$d\Lambda = \frac{dS}{r^2} = \frac{r^2 \sin\theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin\theta d\theta d\phi \quad (2-7)$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido, lo cual indica cuánta energía es capaz de emitir en una dirección concreta.

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| dS}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle| \quad (2-8)$$

A partir de esta intensidad de radiación U también se puede obtener la potencia radiada por una antena

$$P_{rad} = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} U(\theta, \phi) d\Lambda = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2-9)$$

La ganancia directiva $\mathbf{D}(\theta, \phi)$ relaciona la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio con aquella de una antena isotrópica que radiara la misma potencia total.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{isotr\acute{o}pico}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{P_{rad}} \quad (2-10)$$

La directividad \mathbf{D}_θ es el valor que toma la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

La ganancia de potencia $\mathbf{G}(\theta, \phi)$ relaciona la intensidad de radiación de la antena con la de una antena isotrópica que, en este caso, aceptase la misma potencia entregada que aquella que se está estudiando.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle|}{P_{ent}} \quad (2-11)$$

Igual que con la directividad, la ganancia máxima \mathbf{G}_θ es el valor que toma la ganancia de potencia en su dirección de máxima radiación.

El rendimiento o la eficiencia total de una antena mide las pérdidas totales en los terminales de entrada y en la estructura de la antena.

$$\zeta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{dg}} \quad (2-12)$$

Esta eficiencia total, al igual que la resistencia de la antena, se puede subdividir en otras tres eficiencias las cuales contemplaran las tres principales causas de pérdidas en la antena:

- **Eficiencia de conductores $\zeta_{dis,c}$ y de dieléctricos $\zeta_{dis,d}$:** indican la pérdida de eficiencia en la antena por pérdidas en los conductores y dieléctricos que la componen.

Estas dos eficiencias se unen en la eficiencia de radiación

$$\zeta_{rad} = \zeta_{dis,c} \cdot \zeta_{dis,d} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{D_0}{G_0} \quad (2-13)$$

Por lo tanto, con este valor se encuentra una relación directa entre ganancia y directividad

$$G(\theta, \phi) = \zeta_{rad} \cdot D(\theta, \phi) \quad (2-14)$$

- **Eficiencia de adaptación ζ_{adap} :** indica las pérdidas de eficiencia en la antena por desadaptación al transmisor o receptor.

$$\zeta_{adap} = \frac{P_{ent}}{P_{dg}} = 1 - |\Gamma_A|^2 \quad (2-15)$$

La eficiencia total evalúa todas las razones por las que se producen pérdidas en la antena

$$\zeta_{tot} = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{dis,c} \cdot \zeta_{dis,d} = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{dg}} \quad (2-16)$$

2.1.2.5 Polarización

La polarización del campo radiado por una antena es la figura que traza a lo largo del tiempo en una misma dirección el vector del campo radiado junto con su sentido de giro. Esta forma es definida estando el observador en la antena.

En función de cómo sea esta forma que trace el campo radiado se clasifica el tipo de polarización:

- **Polarización lineal:** el campo que se proyecta sobre el plano del observador es sobre una línea recta.
- **Polarización circular:** el campo que se proyecta sobre el plano del observador se mueve sobre una circunferencia. En función del sentido de giro puede ser polarización circular a izquierdas o polarización circular a derechas.
- **Polarización elíptica:** el campo que se proyecta sobre el plano del observador se mueve sobre una elipse. En función del sentido de giro puede ser polarización circular a izquierdas o polarización circular a derechas.

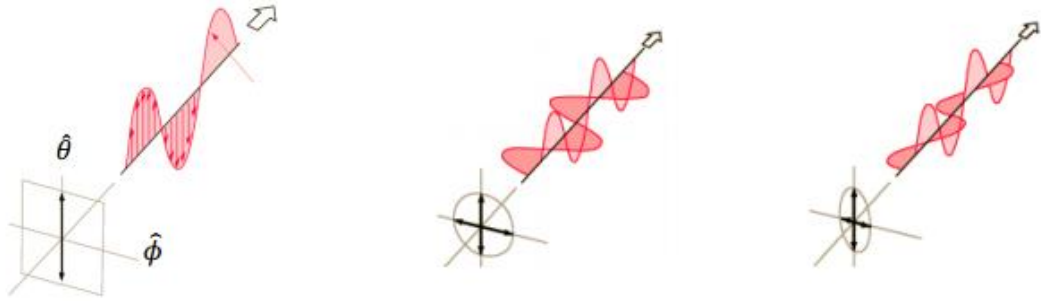


Figura 2.6: Polarización lineal, circular y elíptica

Este campo radiado puede ser representado como dos componentes ortogonales entre sí: una tiene la polarización deseada (copolar) y otra con una polarización contraria a la que ya se tiene (contrapolar).

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = E_{cp}(r, \theta, \phi)\hat{u}_{cp} + E_{xp}(r, \theta, \phi)\hat{u}_{xp} \quad (2-17)$$

En el caso de la polarización lineal se pueden transformar las componentes E_θ y E_ϕ en copolar y contrapolar.

$$\vec{E}_{cp}(r, \theta, \phi) = E_\theta(r, \theta, \phi)\sin\phi + E_\phi(r, \theta, \phi)\cos\phi \quad (2-18)$$

$$\vec{E}_{xp}(r, \theta, \phi) = E_\theta(r, \theta, \phi)\cos\phi - E_\phi(r, \theta, \phi)\sin\phi \quad (2-19)$$

Por otro lado, si se tratara de polarización circular estas componentes del campo se convierten en circular a derechas RHCP y a izquierdas LHCP, ya que en la polarización circular no se habla de copolar y contrapolar.

$$\vec{E}_{RHCP}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2}(E_\theta(r, \theta, \phi) - jE_\phi(r, \theta, \phi))e^{-j\phi} \quad (2-20)$$

$$\vec{E}_{LHCP}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2}(E_\theta(r, \theta, \phi) + jE_\phi(r, \theta, \phi))e^{j\phi} \quad (2-21)$$

2.2 ELEMENTOS RADIANTES

Los elementos radiantes que conforman una antena pueden ser de diversos tipos, como podrían ser las ranuras o los dipolos. En este apartado se tratarán aquellos con los cuales se ha trabajado: los parches [6,7].

2.2.1 Antenas microstrip: Parches.

En un circuito *microstrip* las líneas de transmisión están diseñadas de tal forma que la potencia disipada en forma de radiación sea la menor posible. Aun así, es imposible eliminar dichas pérdidas, de lo cual se aprovecha la tecnología de las antenas *microstrip*. Sabiendo que cuanto mayor sea el ancho de la línea mayor será la potencia disipada en radiación se crea el elemento radiante que es el parche, que no es más que una línea de transmisión con unas dimensiones cercanas a la de la longitud de onda. Las formas que puede tener este elemento son muy variadas, aunque las más utilizadas son la rectangular y la circular.

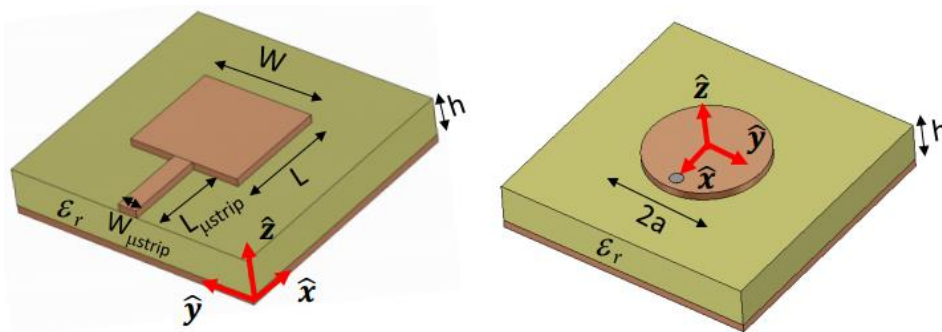


Figura 2.7: Parche rectangular y circular

Las principales ventajas de estos elementos son su sencillez y bajo precio a la hora de su fabricación, su robustez, su facilidad a la hora de incluirse en circuitos integrados y su versatilidad en lo relativo a la polarización o a la frecuencia de resonancia. Sin embargo, tienen una eficiencia y potencia limitada y una banda de trabajo muy estrecha.

2.2.1.1 Alimentación

Hay múltiples formas para alimentar las antenas de parche. Las cuatro más típicas son las siguientes:

- **Alimentación por línea *microstrip*:** se utiliza una línea *microstrip* con un ancho considerablemente menor que el del parche. Es una alimentación sencilla de construir, de adaptar y de modelar. Sin embargo, si el sustrato es demasiado alto pueden aumentar las ondas de superficie y la radiación espúrea, reduciendo así el ancho de banda del parche que ya de por sí es limitado.
- **Alimentación por coaxial:** el alma del conector es soldada al parche mientras que el conductor exterior es unido al plano de masa. Al igual que la línea *microstrip*, es muy sencilla de fabricar e implementar e incluso disminuye la radiación espúrea, pero el ancho de banda disminuye igualmente y es mucho más difícil de diseñar.

- **Alimentación por acoplamiento por proximidad:** tiene el mayor ancho de banda de las cuatro, pudiendo alcanzar el 13%, es fácil de diseñar y tiene poca radiación espúrea pero su construcción es más difícil que las anteriores.
- **Alimentación por acoplamiento por ranura:** es la más difícil de fabricar de las cuatro y tiene un ancho de banda muy estrecho. Sin embargo, es algo más sencillo de modelar y tiene poca radiación espúrea. La ranura de acoplamiento está formada por dos sustratos separados por un plano de masa. En el sustrato inferior hay una línea *microstrip* de alimentación la cual acopla al parche a través de la ranura que hay entre ambos sustratos.

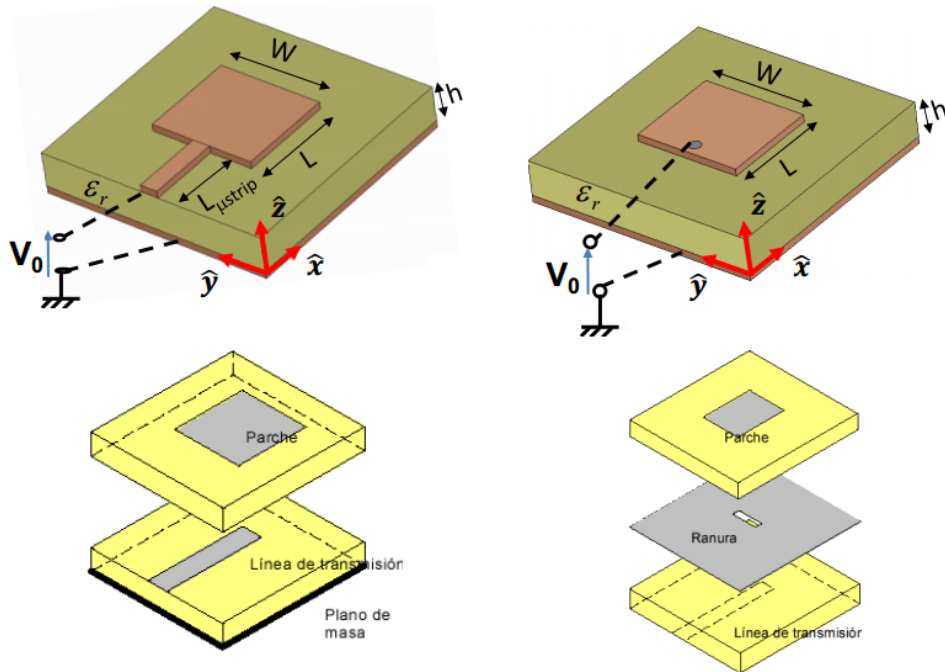


Figura 2.8: Alimentación de un parche por línea, coaxial, acoplamiento por proximidad y acoplamiento por ranura

Hay que tener en cuenta que la impedancia del parche se puede ver modificada si la alimentación que se utiliza es por *microstrip* o por coaxial. En este TFM se utilizará alimentación por coaxial por razones de diseño.

2.2.1.2 Parche apilado

Uno de los principales problemas que presentan los parches es su banda, la cual es muy estrecha. Una forma de ampliar dicha banda es mediante el uso de un doble parche apilado.

El doble parche apilado es una estructura formada por dos parches situados uno sobre el otro a una distancia h . Cada uno de los parches resuena a una frecuencia distinta pero cercanas entre sí. De tal forma, al combinar ambos elementos el ancho de banda se ve aumentado.

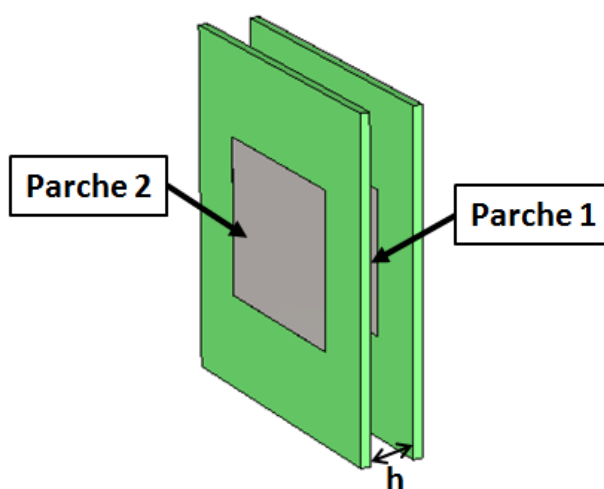


Figura 2.9: Estructura de parche apilado

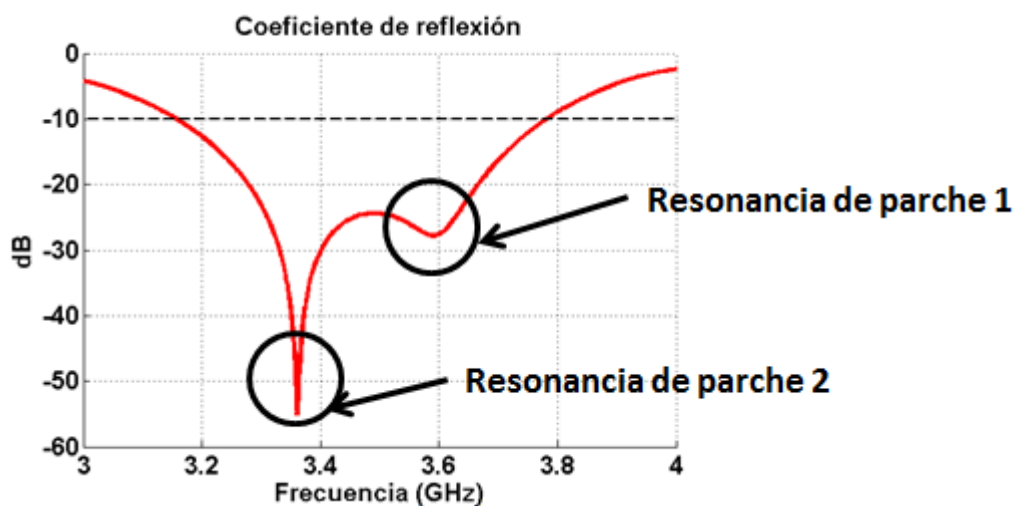


Figura 2.10: Coeficiente de reflexión de un parche apilado

2.3 ARRAYS

Para algunas aplicaciones, con una antena formada por un solo elemento no se pueden alcanzar los requerimientos necesarios, como puede ser la ganancia o una mayor directividad, sin tener que aumentar sus dimensiones de forma considerable. Es por ello que surgen los arrays: un conjunto de antenas, normalmente las mismas, ordenadas en el espacio que se comportan como una sola [6,7].

Los factores que definen a un array son:

- La colocación geométrica del array.
- El espaciado entre los elementos.
- La amplitud con la que se alimenta cada elemento.
- La fase con la que se alimenta cada elemento.
- El diagrama de radiación de cada elemento.

El campo radiado por el n-ésimo elemento del array queda definido como el campo radiado por el mismo elemento si estuviera situado en el origen de coordenadas, $\vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi)$, evaluado en su nueva posición definida por el vector \vec{r}_n con el coeficiente I_n de alimentación que le corresponde.

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2-22)$$

El campo total radiado por el array es el sumatorio de todos aquellos radiados por cada elemento.

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2-23)$$

siendo el vector unitario

$$\hat{r} = \sin\theta \cdot \cos\phi \cdot \hat{x} + \sin\theta \cdot \sin\phi \cdot \hat{y} + \cos\theta \cdot \hat{z} \quad (2-24)$$

Si todos los elementos son iguales se puede sacar del sumatorio el campo radiado en el origen, quedando un único sumatorio que contiene la alimentación y la fase de cada elemento denominado Factor de Array.

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2-25)$$

En función de cómo estén distribuidos los elementos que compongan un array estos pueden ser arrays lineales, arrays planos o arrays conformados

2.3.1 Array lineal

Un array lineal se define como un conjunto de N elementos situados sobre un mismo eje.

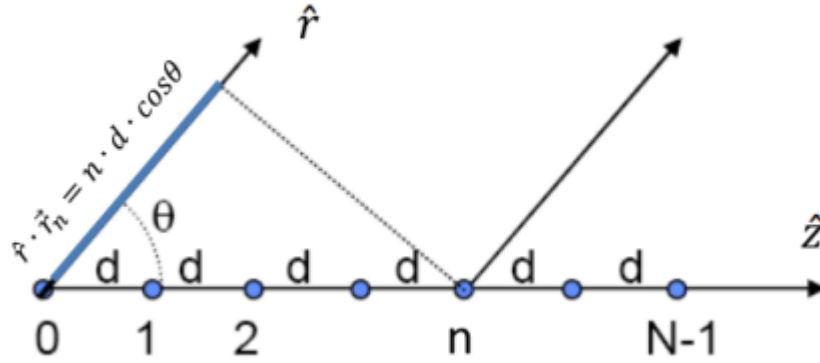


Figura 2.11: Array lineal

Suponiendo que los elementos que lo forman son iguales y que equidistan entre sí, su vector de posición quedaría definido como $\vec{r}_n = n \cdot d \cdot \hat{z}$ y su alimentación como $A_n = a_n \cdot e^{j\alpha_n}$, con lo que el factor de array quedaría como

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha_n)} \quad (2-26)$$

En función de cómo se alimente el array, se obtendrá un comportamiento distinto. Los más comunes son:

- Fase progresiva. $A_n = a_n \cdot e^{jn\alpha}$
- Uniforme en amplitud y en fase. $A_n = 1, \forall n$
- Uniforme en amplitud y fase progresiva. $A_n = e^{jn\alpha}$
- Taper: amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

2.3.2 Array planar

Si en vez de colocar los elementos sobre un eje se colocan sobre un plano se obtiene un array planar.

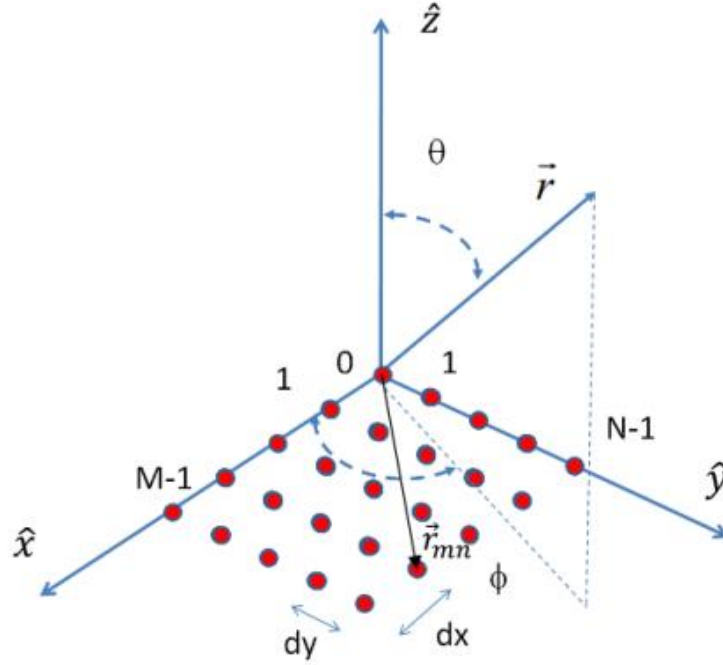


Figura 2.12: Array planar

La forma de obtener el factor de array de esta distribución es muy similar a la lineal, pero teniendo en cuenta que al ser bidimensional el vector de posición quedaría definido como $\vec{r}_{mn} = md_x\hat{x} + nd_y\hat{y}$, por lo que el factor de array queda como

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} \cdot e^{j(m \cdot k_0 \cdot d_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\phi)} \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\phi)} \quad (2-27)$$

2.3.3 Array conformado

El último tipo de array, que será el que se utilice en este trabajo, es el conformado. En este caso, los elementos radiantes se disponen sobre una forma específica como podría ser un cilindro, una pirámide o un prisma. Esta disposición puede deberse a dos causas: razones aerodinámicas, como en el caso de una antena que requiera ser amoldada a una sección de un avión, o por razones electromagnéticas, es decir, para obtener un campo radiado concreto. Este caso es el que se utilizará en este trabajo, ya que se busca una antena capaz de tener un comportamiento omnidireccional y sectorial.

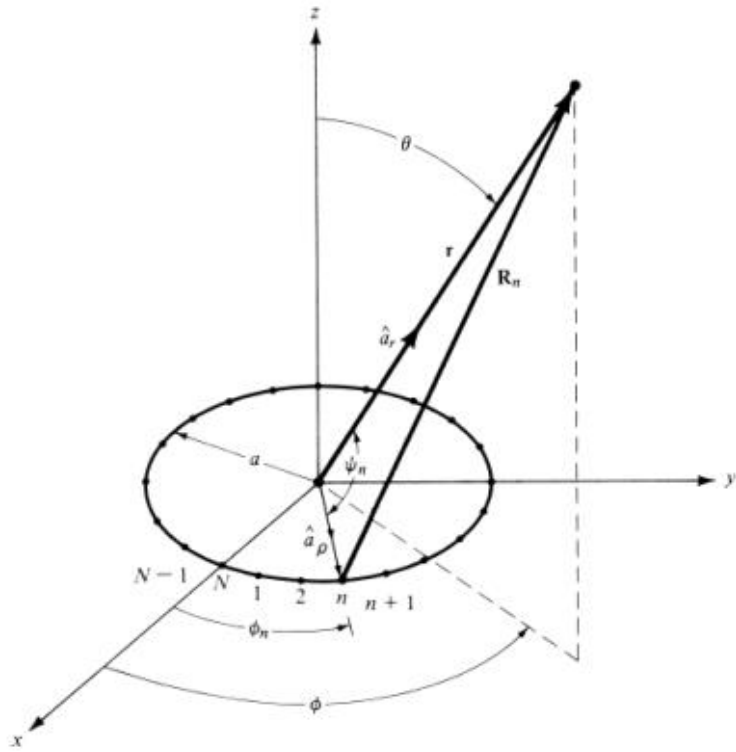


Figura 2.13: Array conformado circular, imagen extraída de [7]

La principal diferencia entre los arrays conformados frente a los otros dos tipos previamente descritos es que no se puede analizar su factor de array. En el caso de los arrays lineales y planares se puede extraer el campo radiado por el elemento del campo radiado total de la antena dejando únicamente el sumatorio denominado factor de array. Esto es posible ya que el campo es idéntico en cada uno de los elementos. Sin embargo, en un array conformado no es posible, ya que al estar apuntando los elementos en distintas direcciones el campo radiado del elemento deja de ser igual y por lo tanto no puede extraerse del sumatorio.

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_{0,n}(r, \theta, \phi) \cdot A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2-27)$$

Simplificando la fórmula anterior usando las coordenadas mostradas en la figura 2.11, separando módulo y fase de alimentación y siendo θ y ϕ las direcciones de máximo apuntamiento la formulación quedaría como

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N |a_n| \cdot E_{0,n}(\theta, \phi) e^{jk_0 \cdot a [\sin(\theta) \cdot \cos(\phi - \phi_n) - \sin(\theta_0) \cdot \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \quad (2-28)$$

Otro punto importante de los arrays conformados es qué tipo de elementos son óptimos para este tipo de estructuras. Con elementos omnidireccionales, todo el círculo podría ser utilizado. Sin embargo, una suma útil de las señales de la parte frontal y trasera del array es muy difícil de obtener sobre todo si se trabaja en un gran ancho de banda. Es por ello que en este tipo de arrays se utilizan elementos directivos que apunten hacia fuera respecto al centro del array.

Por último, ha de tratarse la forma de sectorizar en estos tipos de arrays. Habitualmente, para conseguir un desapuntamiento en arrays lineales y planares se utilizan distintas fases de

alimentación. Sin embargo, en los arrays conformados esto es contraproducente, siendo más práctica la activación o desactivación de los elementos. Para ilustrarlo, se va a seguir un ejemplo extraído de [8] en el cual se va a analizar el comportamiento de un array conformado de 16 elementos equiespaciados a 0.5λ con el cual se va a apuntar a 30° .

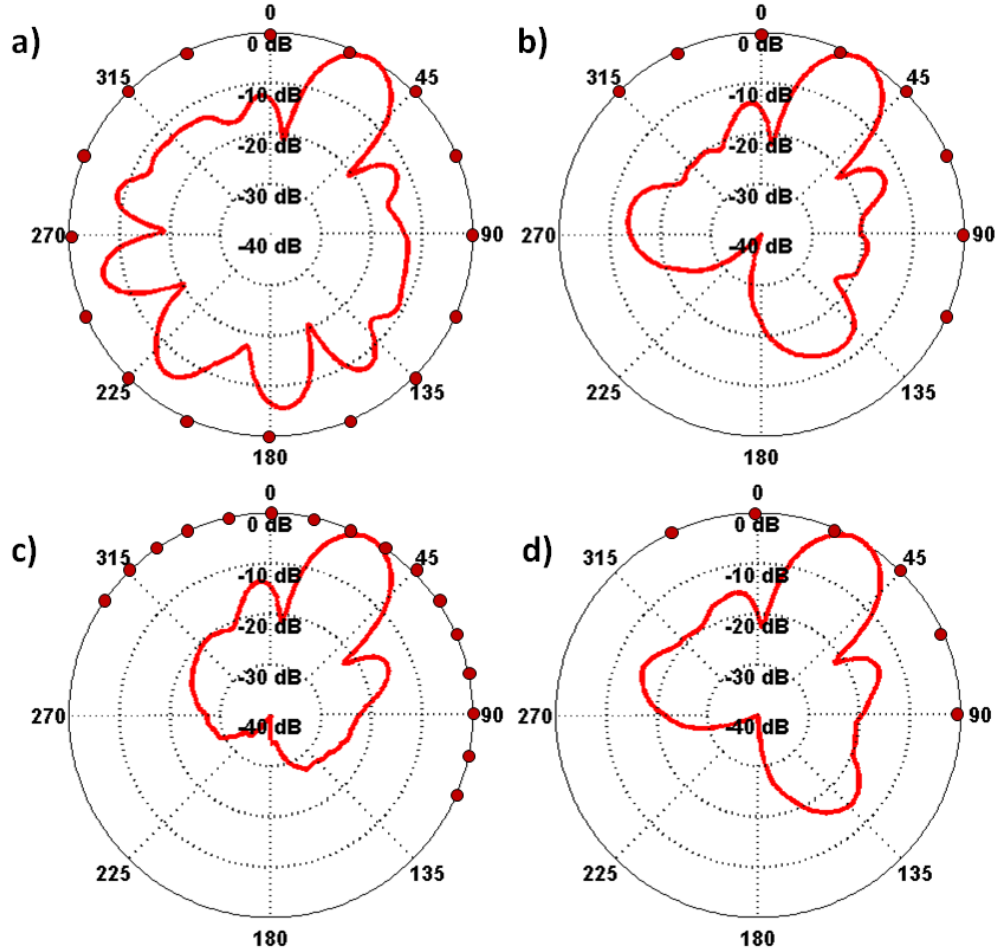


Figura 2.14: Campo radiado apuntado a 30° a) con los 16 elementos activos b) con la mitad de los elementos activos c) con el doble de elementos y d) reduciendo a un sector de 6 elementos

En primer lugar se modela el campo radiado por el elemento como un $\cos(\phi)$ entre $-\pi/2$ y $\pi/2$ y 0 fuera de ese rango. Con este campo, un módulo de alimentación igual a 1 y siendo $\phi_0=30^\circ$, se sustituyen los valores en la fórmula 2-28, dando como resultado la figura 2.12-a, donde se observa una elevada radiación trasera. Sin embargo, si se desactivan los elementos de la parte “trasera” respecto a la dirección de apuntamiento, es decir, $\pm 90^\circ$ respecto a ϕ_0 , la radiación trasera disminuye considerablemente aunque aparecen dos *grating lobe*, como se muestra en la figura 2.12-b. Esto se debe a que los elementos extremos del arco activo, posicionados en 122.5° y 315° , alcanzan prácticamente la posición de *endfire* con su campo radiado. Para solventar este problema hay dos opciones. La primera, mostrada en la figura 2.12-c, es aumentar la densidad de elementos, teniendo en este caso el doble en el mismo espacio. En algunos casos esto puede ser inviable por lo que la otra posibilidad es activar aún menos elementos. En la figura 2.12-d se muestra activado un sector de 120° que consta de 6 elementos, el cual ha disminuido su *grating lobe* respecto a la 2.12-b pero mantiene el mismo ancho de haz.

3 DISEÑO DE LA ANTENA

El objetivo de este trabajo es conseguir una antena de parches conformada que, en función de su alimentación, varíe su comportamiento en radiación. Para ello el primer paso debe ser el diseño de los elementos radiantes que conformarán la antena y el número de caras que compondrán la misma. La frecuencia a la que se ha decidido trabajar es de 3.5 GHz.

3.1 ELEMENTO RADIANTE

3.1.1 Diseño del elemento radiante

Siguiendo el trabajo realizado previamente en [1], la forma geométrica escogida para los parches es rectangular. Sin embargo, frente al parche simple se ha escogido diseñar un doble parche apilado, explicado en el apartado 2.2.1.2, con el fin de obtener un mayor ancho de banda. Estos parches estarán diseñados en sustrato RF-35 de Taconic ($\epsilon_r = 3.5$) de un grosor de 1.524 mm [9]. La impedancia deseada del elemento a su entrada es de 50Ω , correspondientes con la impedancia de los conectores SMA que se soldarán posteriormente para alimentar al parche.

Para diseñar correctamente el doble parche apilado es necesario diseñar dos parches de distintas dimensiones y que, por tanto resuenen a dos frecuencias distintas pero cercanas, de tal forma que al interactuar entre sí se produzca un ancho de banda mayor del esperado si fuera un único elemento.

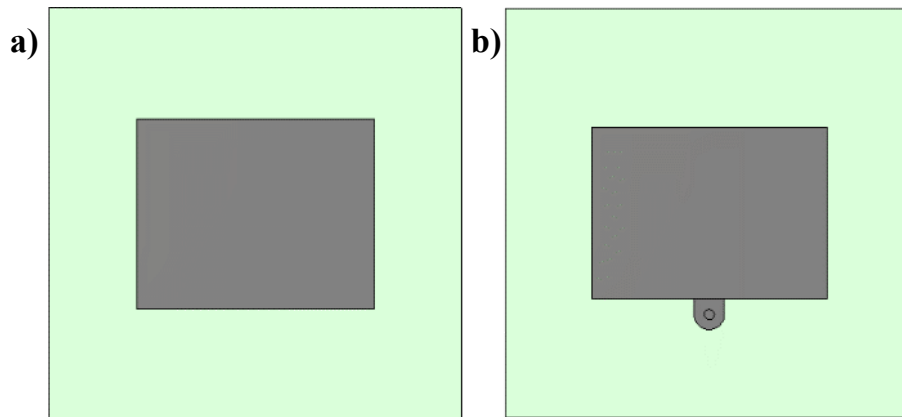


Figura 3.1: Doble parche apilado, (a) superior y (b) inferior

En este caso, las dimensiones del parche inferior, mostrado en la figura 3.1b, es de 30.28 mm x 22 mm. El parche superior mantiene el mismo ancho que el inferior pero su longitud es incrementada un 10% (24.2 mm), lo cual hace que resuene a una frecuencia menor. La separación entre ambos es de 7 mm.

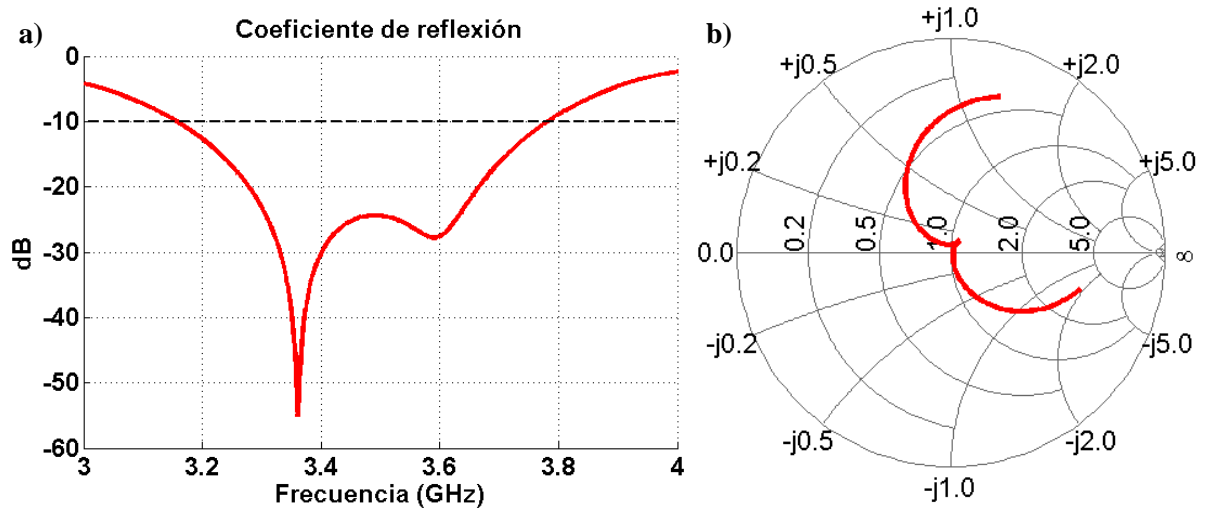


Figura 3.2: Coeficiente de reflexión simulado en CST en (a) dB y (b) carta de Smith

Con dichas dimensiones se puede observar que se llega a los objetivos establecidos; se obtiene un amplio ancho de banda del 17.86% a 10 dB y del 13.83% a 15 dB, y una adaptación cercana a los 50Ω en la frecuencia central de trabajo. Tras esta simulación se decide que la banda en la que se trabajará será de 3.2 a 3.8 GHz, manteniendo la frecuencia central de trabajo a 3.5 GHz, frente al trabajo previo donde únicamente se analizaba a 3.5 GHz, es decir, en la frecuencia de resonancia.

El siguiente punto a analizar es el campo radiado. Este será crítico en su plano horizontal o plano H, ya que el ancho de haz que se obtenga será el dato clave para decidir cuál será la estructura sobre la que se conformarán los parches.

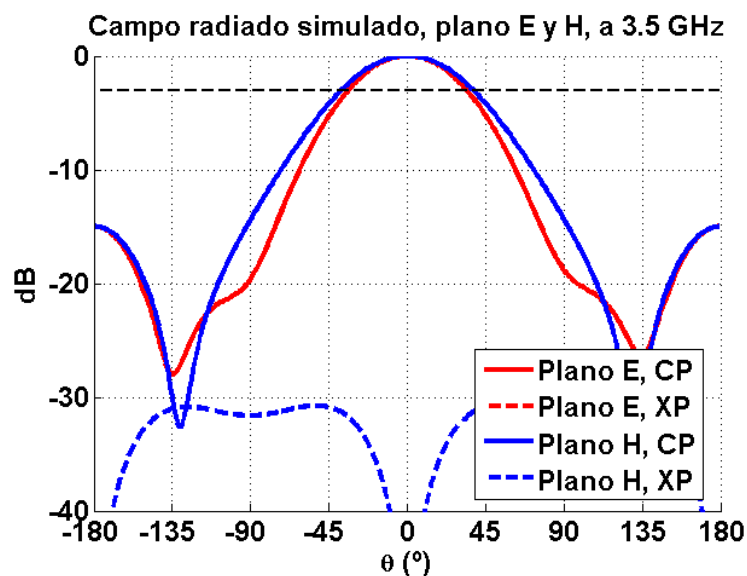


Figura 3.3: Campo radiado simulado del parche en ambos planos principales, copolar y contrapolar

Se pueden observar unos niveles inferiores a -30 dB en la componente contrapolar (la correspondiente al plano E no aparece en la figura 3.3 debido a su bajo nivel) y un diagrama tipo pincel típico de este tipo de elementos. El ancho de haz en el plano H es de 75.7° . Sin embargo, al ser una antena de banda ancha es necesario comprobar que este ancho de haz se mantiene en

toda la banda de trabajo para asegurar que su comportamiento al conformarse se mantendrá en el plano horizontal.

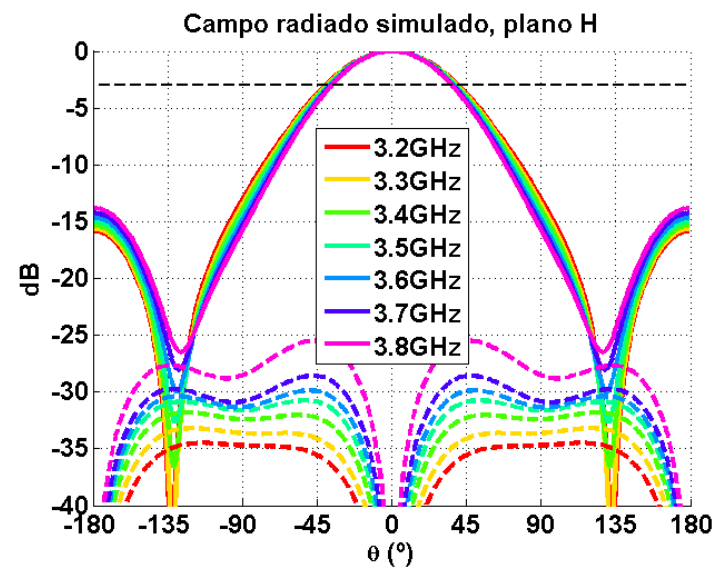


Figura 3.4: Campo radiado simulado del parche en plano H en la banda de adaptación

Frente al trabajo previo, se obtiene una mayor estabilidad en las distintas frecuencias debido al amplio ancho de banda con el que se trabaja. Pese a que se observa un ligero estrechamiento del haz a mayores frecuencias, la variación es casi insignificante, como se puede observar en la tabla 3.1, por lo que se podrá diseñar una estructura que se comporte correctamente en toda la banda.

Frecuencia (GHz)	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8
$\Delta\theta_{3dB}$ (°)	80.1	78.6	77.1	75.7	74.4	73.2	72.1

Tabla 3.1: Variación del ancho de haz simulado en la banda de trabajo

3.1.2 Construcción del elemento radiante

Tras la simulación del parche, se pasa a la construcción y medida del mismo.

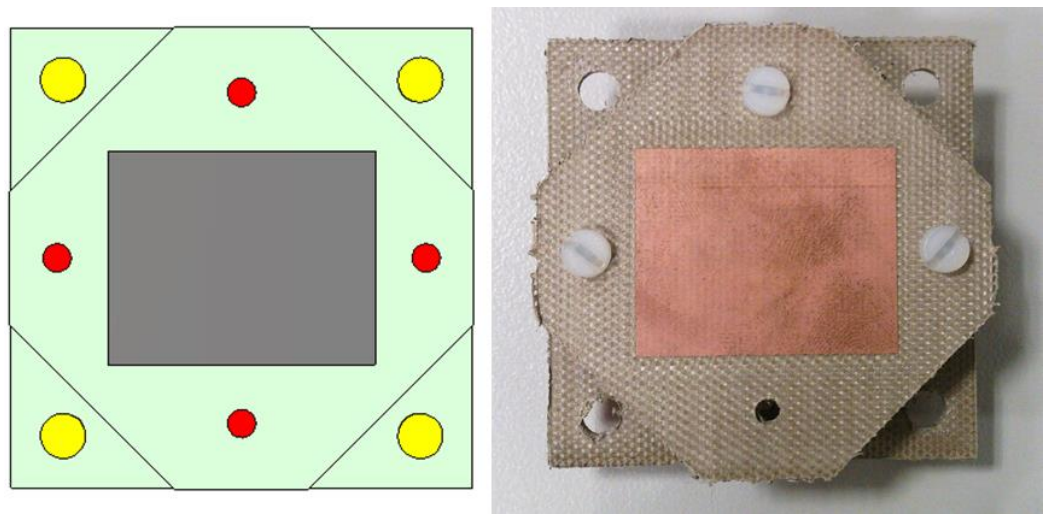


Figura 3.5: Modelo y construcción del parche

Marcados en amarillo en la figura 3.5 se encuentran los taladros que sujetarán el parche a la estructura tridimensional, los cuales atraviesan únicamente al sustrato inferior. Para poder acceder a dichos taladros se han truncado las esquinas del parche superior. Los taladros marcados en rojo serán los encargados de servir como sujeción entre ambos parches y de mantenerlos a una distancia de 7 mm. Para obtener exactamente esta medida se ha decidido prescindir de pivotes comerciales y realizarse unos propios con la impresora 3D Ultimaker 2, propiedad del RFCAS.

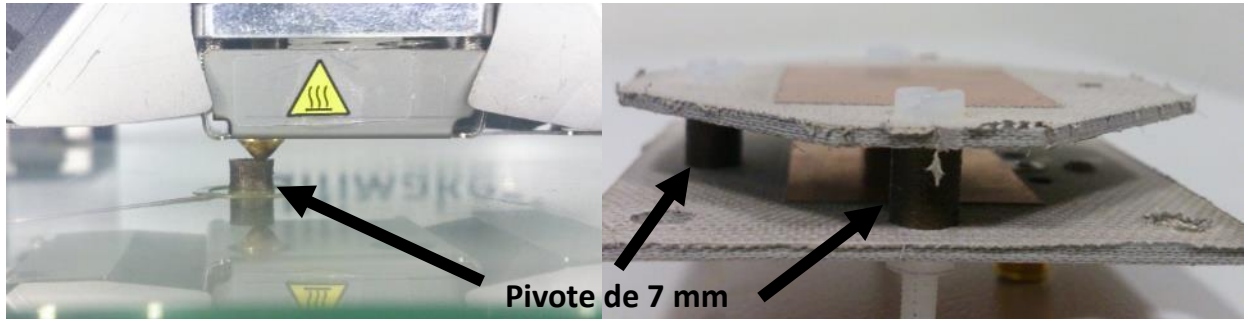


Figura 3.6: Fabricación y montaje de pivotes

Tras la fabricación del primer elemento radiante se pasa a medirlo tanto en reflexión como en radiación para comparar que no se han producido grandes variaciones entre simulación y medida.

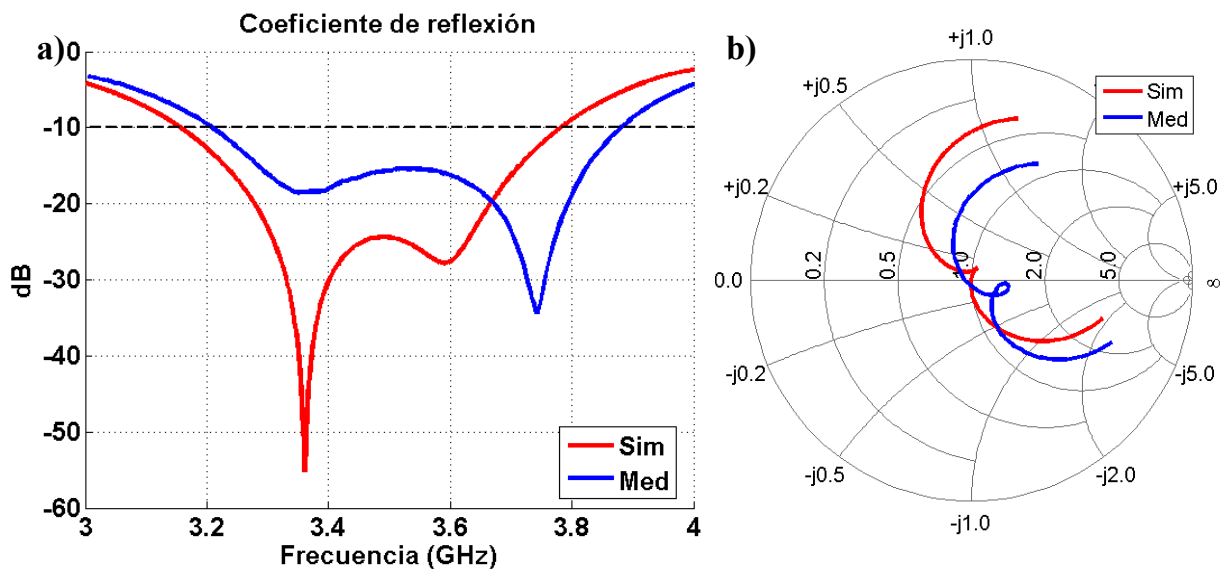


Figura 3.7: Coeficiente de reflexión medido en (a) dB y (b) carta de Smith

Se puede observar un ligero movimiento en banda en el coeficiente de reflexión además de una disminución en su nivel; sin embargo, porcentualmente se encuentra en valores incluso superiores a 10 dB, un 19.17%. De manera análoga, el ancho de banda a 15 dB ha aumentado, quedándose en un 15.43%. En el caso de la carta de Smith, se aprecia un desplazamiento hacia impedancias superiores debido a las diferencias entre el modelado de la transición coaxial de entrada al parche y la fabricación real, donde ligeras desviaciones causan el cambio. El margen comprende la banda de trabajo marcada en el punto anterior, por lo que este será el elemento radiante escogido. Una vez comprobado su correcto funcionamiento en reflexión, se pasa a comprobar que en radiación se obtenga un campo similar al simulado y, sobre todo, que se

mantenga el ancho de haz. La colocación elegida para mostrar el parche se muestra en la siguiente figura. Tanto el plano E como el plano H corresponden a un corte ϕ concreto, 90° y 0° respectivamente, variando su diagrama de radiación en función del ángulo θ .

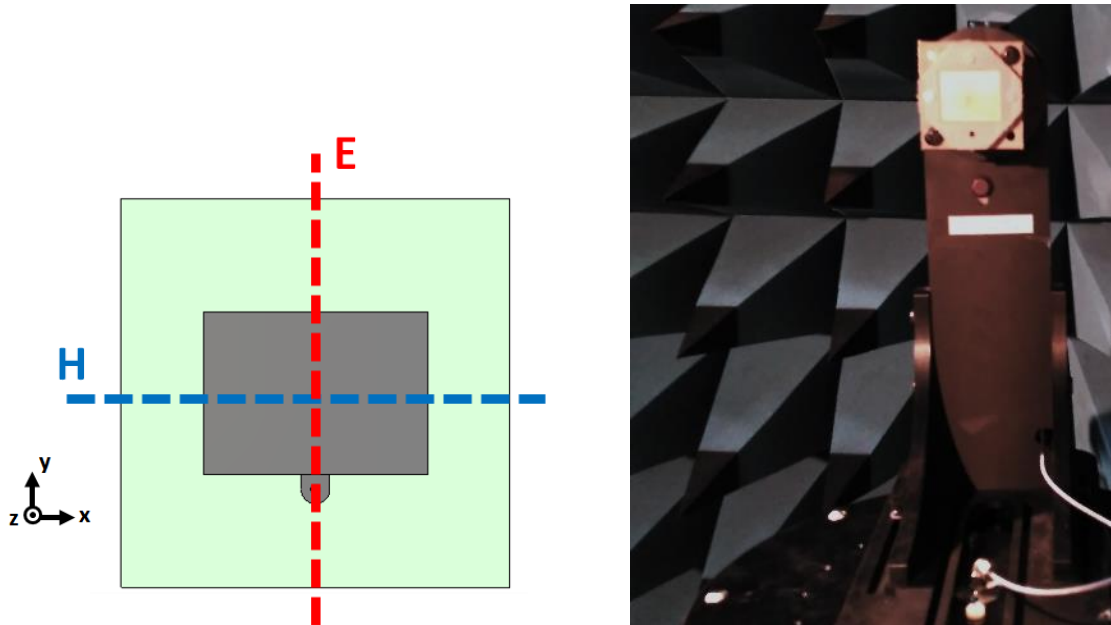


Figura 3.8: Orientación y planos del parche

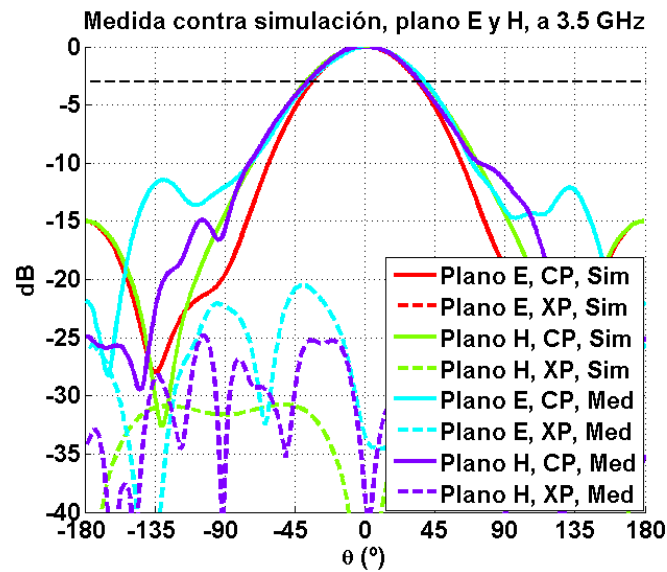


Figura 3.9: Campo radiado del parche, medida contra simulación, a 3.5GHz

Se puede apreciar cómo el ancho de haz del diagrama es similar en ambos planos y unos niveles más altos de contrapolar

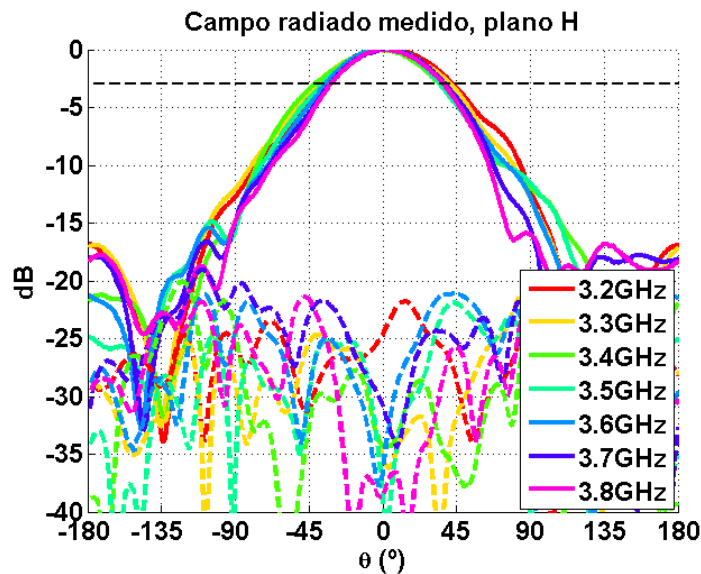


Figura 3.10: Campo radiado medido del parche en plano H en la banda de adaptación

El ancho de haz varía ligeramente en el plano a analizar, es decir, en el plano H, pero aun así se observa que no sufre grandes variaciones, apenas décimas de grado.

Frecuencia (GHz)	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8
$\Delta\theta_{3dB}$ (°)	80.1	78.6	77.1	75.7	74.4	73.2	72.1
Simulación							
$\Delta\theta_{3dB}$ (°) Medida	80.3	78.7	77.3	75.9	74.5	73.3	72.3

Tabla 3.2: Variación del ancho de haz simulado y medido en la banda de trabajo

Vistos estos resultados, se puede asumir que puesto que el ancho de haz en el plano crítico es estable en la banda se puede diseñar una única estructura que permita que se mantenga un diagrama omnidireccional en toda la banda.

3.2 ESTRUCTURA TRIDIMENSIONAL

3.2.1 Análisis y selección de la estructura

Una vez diseñado el parche y comprobado su correcto funcionamiento tras ser construido, el siguiente paso es la selección de la estructura sobre la cual dichos parches deberán conformarse. En este caso, para facilitar los cálculos, se ha cambiado la orientación de la estructura; en vez de ser el vector \hat{z} normal al parche lo será a la estructura, es decir, en este caso el plano H se encontrará en $\theta=90^\circ$ y su campo radiado variará en ϕ y los distintos planos E serán cortes en ϕ y variarán sobre θ .

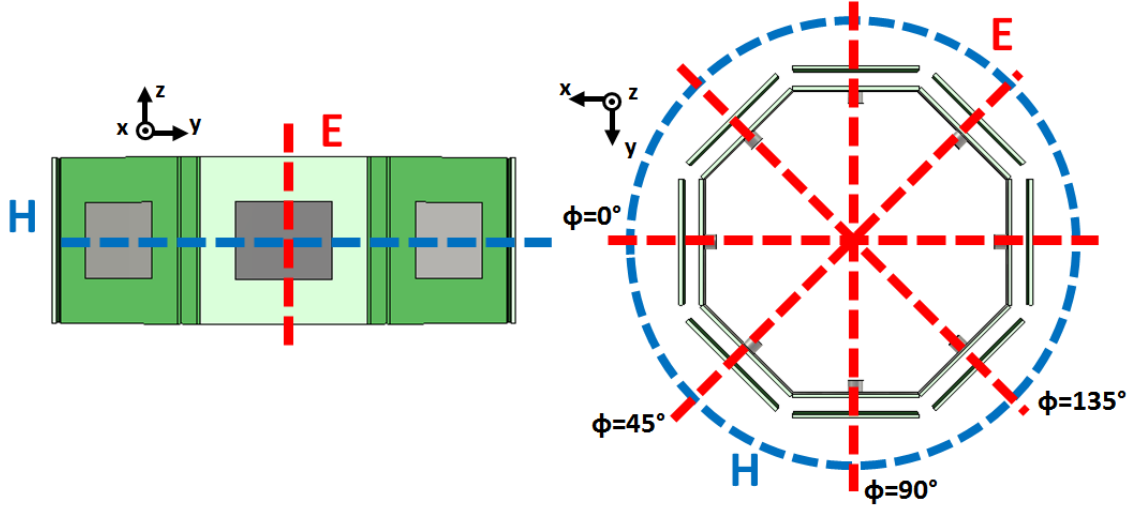


Figura 3.11: Orientación y planos de la estructura

Para ello, desarrollando la fórmula descrita en 2-27 y asumiendo campo lejano se obtiene que:

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_{0n}(\theta, \phi) I_n e^{j[\frac{2\pi}{\lambda} \cdot a_{prism} \cdot \sin\theta \cdot \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]} \quad (3-1)$$

En ella se encuentran el campo radiado por el elemento unitario $\vec{E}_{0n}(\theta, \phi)$, la alimentación que llegará a cada uno de los elementos I_n , la distancia entre el centro de la estructura y el centro de cada elemento o apotema a_{prism} , la posición angular de cada uno de los elementos ϕ_n y el desfase entre cada uno de ellos α_n .

Con esta fórmula se puede hacer una aproximación de cuál sería el prisma óptimo para la estructura. En este caso en particular, en el cual se está buscando un correcto carácter omnidireccional en el plano horizontal, la alimentación tendrá valor 1, no habrá ningún desfase entre los elementos y la apotema irá variando en función del número de caras que comprenda el prisma. Por último, para facilitar los cálculos, se realizará una aproximación del campo radiado del parche mediante una multiplicación entre un seno y un coseno elevados a un exponente el cual haga que, en unidades naturales, cumplan con el ancho de haz en el plano E y H del parche real medido, respectivamente. En este caso, para la frecuencia central de trabajo quedaría modelado como $\sin^{1.86}(\theta) \cdot \cos^{1.46}(\phi)$. Para el caso particular a analizar, en el cual solamente se estudiará el comportamiento en el plano horizontal, el seno se anulará quedando únicamente el coseno. Por lo tanto, la fórmula a analizar será la siguiente:

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \cos^{1.46}(\phi - \phi_n) e^{j[\frac{2\pi}{\lambda} \cdot a_{prism} \cdot \cos(\phi - \phi_n)]} \quad (3-2)$$

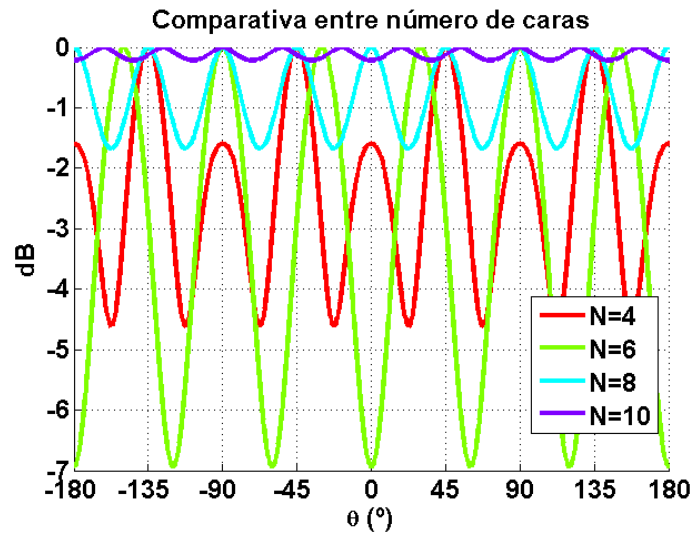


Figura 3.12: Comparativa de campo radiado normalizado estimado en el plano horizontal para un distinto número de caras a 3.5 GHz

Una vez visto este análisis y tomando como criterio que se escogerá como estructura la primera que tenga un rizado inferior a 3dB se escoge un prisma de 8 caras. Sabiendo esto, se analiza fijando este número de caras cómo cambia para cada frecuencia y cada uno de los anchos de haz asociados a cada frecuencia, indicados en la tabla 3.2.

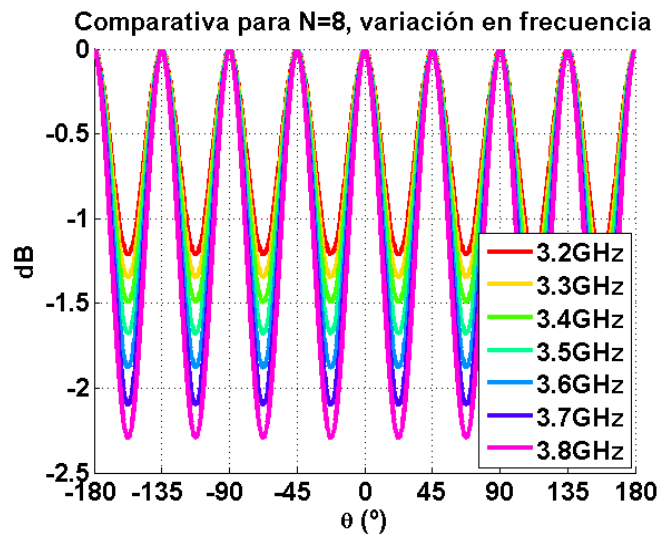


Figura 3.13: Variación del campo radiado estimado en función de la frecuencia

Se puede apreciar que hay una variación en el rizado, el cual se incrementa a mayores frecuencias debido a la disminución del ancho de haz y a que eléctricamente cada uno de los ocho elementos se encuentra a mayor distancia. Aun así, en la frecuencia superior de la banda, de 3.8 GHz, se obtiene un rizado teórico de aproximadamente 2.25 dB, lo cual está dentro del margen de 3 dB previamente establecido.

3.2.2 Construcción de la estructura

Una vez sabido que la estructura que se ha escogido es un prisma octogonal, se pasa a realizar un diseño tridimensional de dicha estructura para poder construirla. Esta tendrá unas dimensiones de aproximadamente 12.69 cm de lado a lado, es decir, una apotema de 6.35 cm, de tal forma

que todos los parches formen un prisma regular ideal. La estructura contará con unos taladros tanto para la sujeción del parche como para la sujeción a la cámara anecoica, unos vaciados para la inserción del conector de alimentación de cada uno de los elementos y un taladro mucho mayor en la base del prisma para que el cable de alimentación pueda acceder dentro del mismo. Toda ella tendrá un grosor de 3 mm, el cual dará la suficiente rigidez a la antenna.

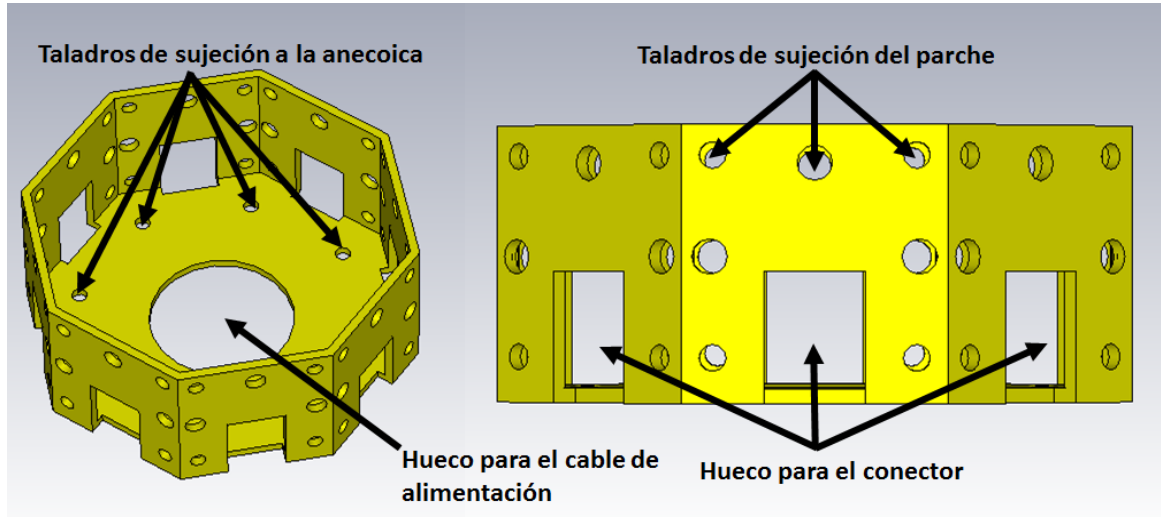


Figura 3.14: Diseño de la estructura de sujeción de la antena

Esta estructura mostrada en la figura 3.12 es construida gracias a la impresora 3D del grupo RFCAS con PLA (Poliácido Láctico).



Figura 3.15: Construcción de la estructura de sujeción de la antena

Una vez construida la estructura se da como finalizado el primer paso de este TFM: el diseño de la antena a analizar. En los próximos capítulos se analizará el comportamiento de la misma frente a distintas redes de alimentación las cuales harán variar su comportamiento. En primer lugar, se analizará el comportamiento en base al cual se diseñó esta antena, una radiación omnidireccional en su plano H.

4 RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO OMNIDIRECCIONAL

La primera prueba a realizar con esta antena es diseñar una red que distribuya la misma potencia a cada una de sus ocho puertas y sin ningún tipo de desfase entre ellas para poder comprobar el comportamiento omnidireccional de la antena en su plano H. Esta red se realizará en el mismo sustrato que el elemento radiante, es decir, RF-35 de Taconic con ϵ_r de 3.5, y una tangente de pérdidas de 0.002 a 3.5 GHz, pero con un espesor distinto, en este caso de 0.762 mm [9].

4.1 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA RED

La red a diseñar para conseguir un comportamiento omnidireccional en el plano H de la antena conformada debe tener una distribución equitativa de potencia así como ningún desfase entre sus puertas de acuerdo con la fórmula 2-28.

Otro de los factores a tener en cuenta dentro del diseño de esta red es sus dimensiones. La estructura de la antena, así como el elemento radiante, están pensados para que esta esté situada dentro de la misma. Esto es debido a que en la primera iteración de esta antena, desarrollada en el TFG anterior, se descubrió que el situar la red de forma externa a la antena podía crear radiaciones indeseadas las cuales degradaban el carácter omnidireccional de la misma; sin embargo, si está dentro de la estructura, los planos de masa de los parches la apantallarán. Por otro lado, la interconexión de la red con los parches mediante cables fabricados manualmente hacía que hubiera errores de fase en la alimentación de cada uno de los elementos debido a la falta de precisión en el corte de los mismos, por lo que, de nuevo, se desvirtuaba el comportamiento omnidireccional. Para evitar esto, se ha decidido interconectar los parches y la red mediante ocho transiciones comerciales para así poder asegurar que la fase no se ve variada por causas externas a la red. Como conclusión, la red debe caber perfectamente dentro de la estructura y, además, debe tener las dimensiones exactas que permitan que encaje perfectamente con las transiciones.

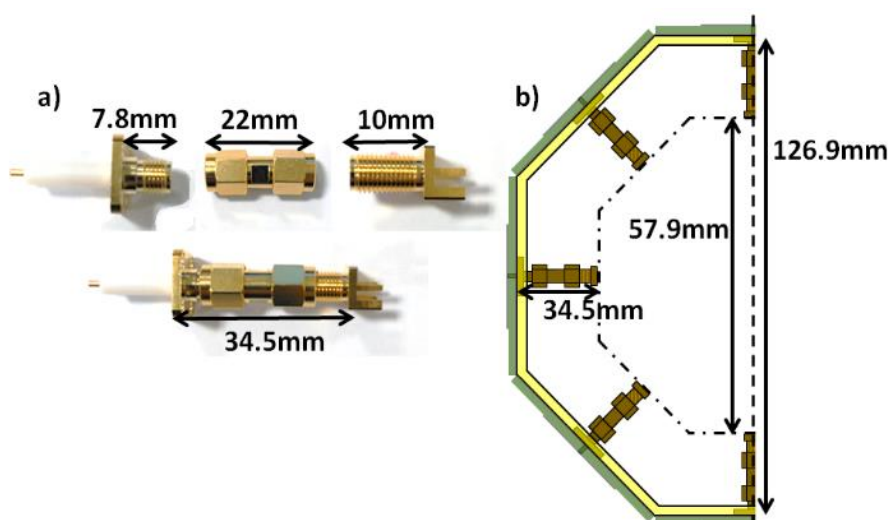


Figura 4.1: Dimensiones de a) transición y b) transición y antena

Las transiciones comerciales utilizadas tienen una longitud de 22 mm. Sin embargo, el conector escogido para la red, mostrado a la derecha en la figura 4.1-a, tiene una longitud superior a la normal ya que incluye una tuerca para afianzar su sujeción a la pieza de soporte que se mostrará en la siguiente sección. En total, la distancia entre el plano inferior del parche hasta el borde de la red debe ser exactamente de 34.5 mm para que ambas piezas puedan ser interconectadas mediante la transición. Sabiendo que las dimensiones de la antenna construida, indicadas en la sección 3.2.2, es de 126.9 mm, la distancia entre lados opuestos de la red debe ser de 56.9 mm, lo cual implica un octógono con lados de exactamente 23.98 mm.

Sabiendo las dimensiones de la red, se pasa a diseñarla. Para poder obtener la mayor simetría posible, se decide diseñar una red que sea alimentada por el centro de la misma, con tres niveles de división 1 a 2 que repartan exactamente la misma potencia a todas las salidas. Con la simetría de la red se consigue que se produzcan los mínimos desfases posibles en las puertas de la red.

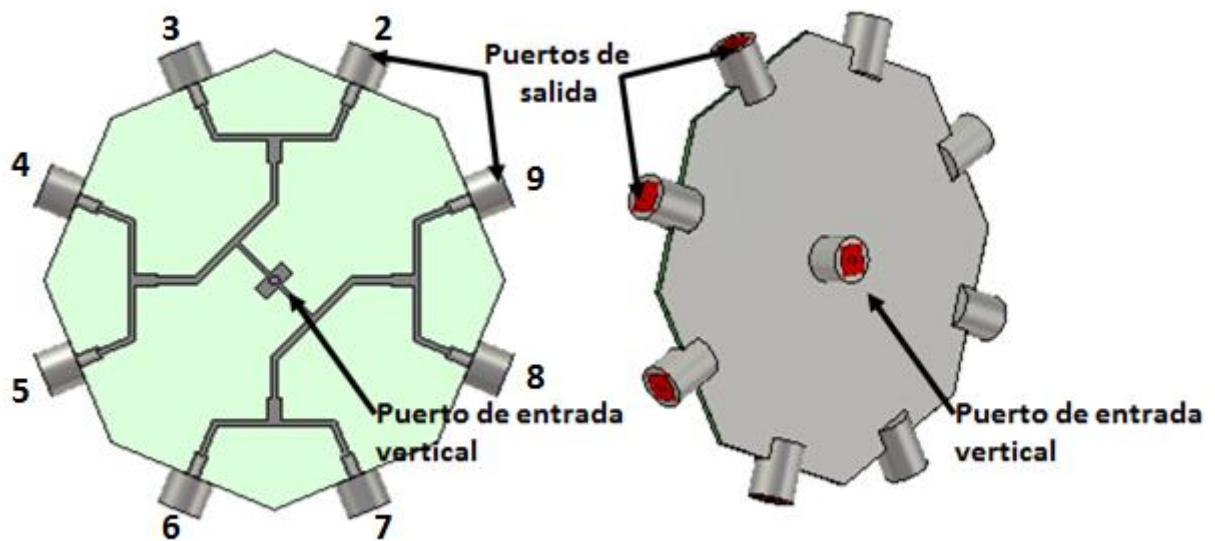


Figura 4.2: Diseño de la red

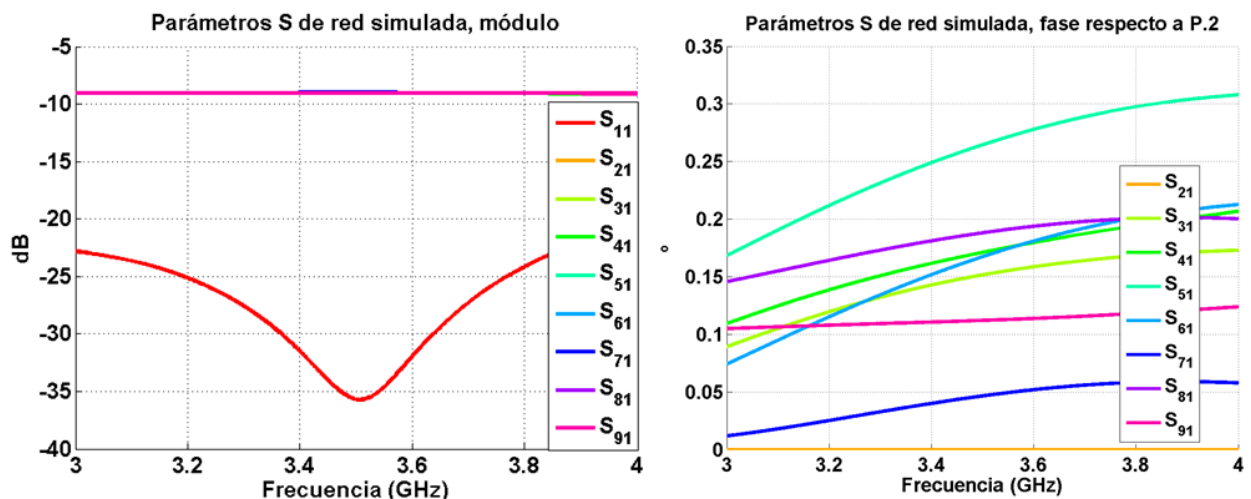


Figura 4.3: Parámetros S simulados de la red para comportamiento omnidireccional, módulo y fase

El comportamiento en transmisión de la red es ideal, teniendo todas las puertas el mismo módulo y fase, por lo que se procede a su construcción.

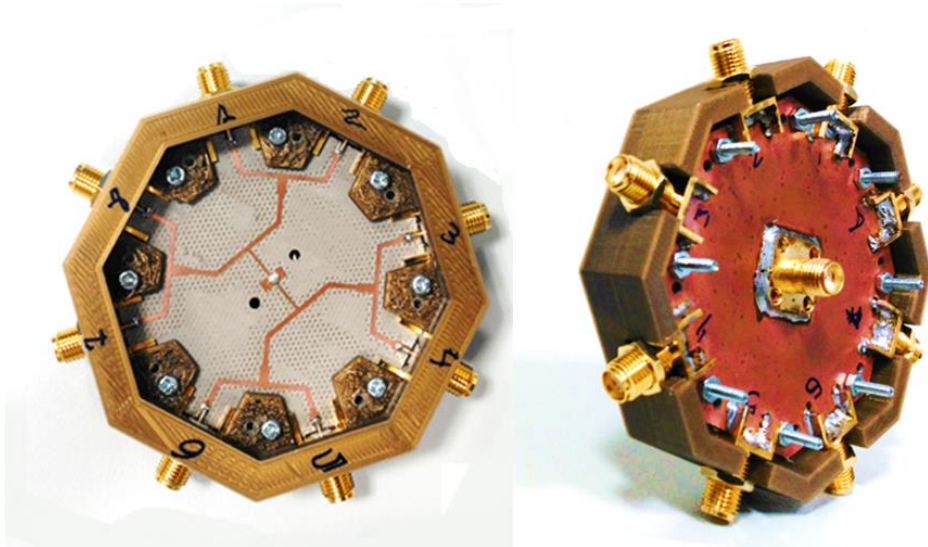


Figura 4.4: Construcción de la red

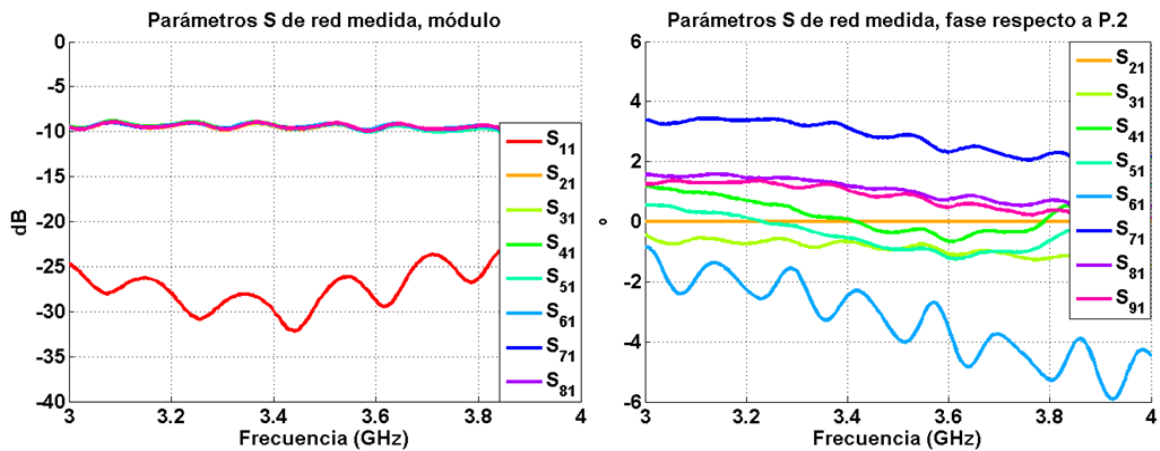


Figura 4.5: Parámetros S medidos de la red para comportamiento omnidireccional, módulo y fase

En la figura se puede apreciar que las mayores variaciones en la alimentación son de fase, ya que en módulo pese a existir un ligero rizado, la máxima desviación es de 0.3 dB. Estas variaciones en fase harán que el diagrama de radiación se vea ligeramente desvirtuado, incrementando algunos lóbulos.

4.2 INTEGRACIÓN DE LA RED EN LA ANTENA

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de la red de forma individual, se procede a su integración con el array conformado diseñado en el apartado 3.2. Como se explicó en el apartado anterior, las dimensiones de la red están calculadas de tal forma que encaje perfectamente con la estructura. Se conecta cada una de las ocho salidas a los parches mediante las transiciones mostradas en la figura 4.1.

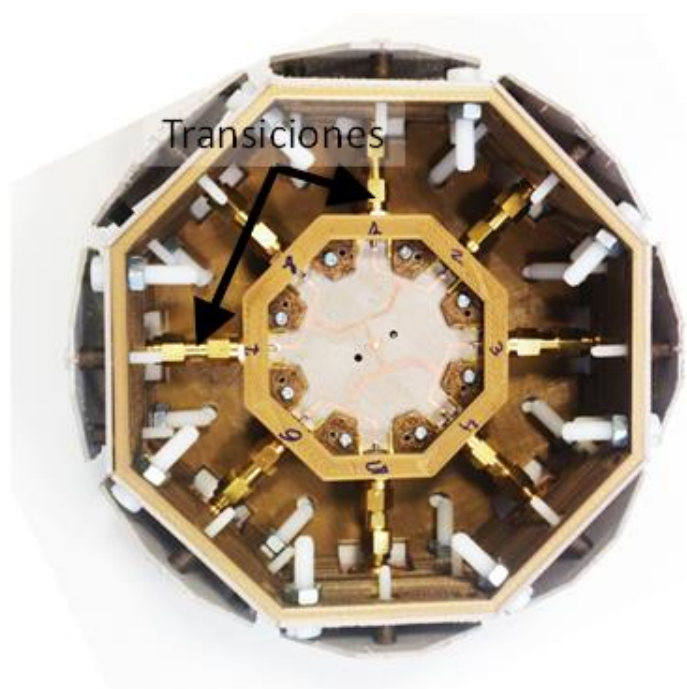


Figura 4.6: Vista superior de la antena integrada con red para funcionamiento omnidireccional

Una vez montada se pasa a comprobar el correcto funcionamiento del conjunto tanto en reflexión como en radiación.

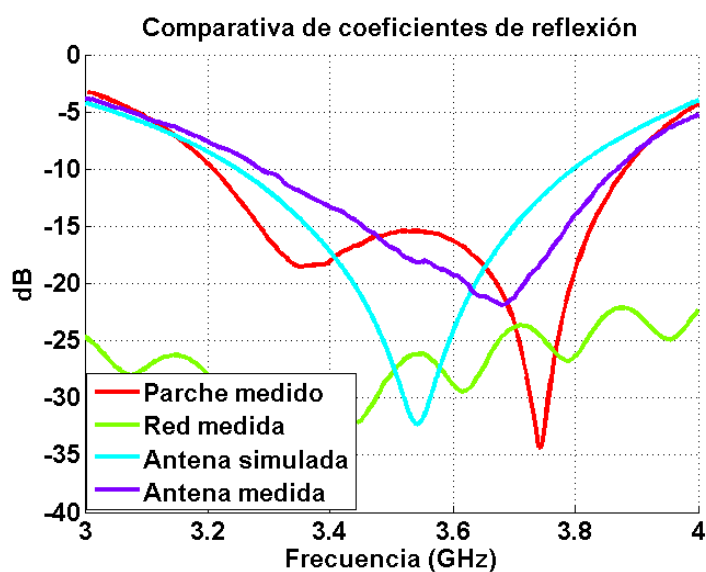


Figura 4.7: Comparativa de coeficientes de reflexión para comportamiento omnidireccional

En reflexión, al igual que ocurría con el parche, la banda del conjunto se ha visto ligeramente desplazada hacia valores más altos de frecuencia frente a la simulación. Sin embargo, se aprecia que el ancho de banda del parche se mantiene, ya que al tener la red un coeficiente de reflexión menor de -20 dB en toda la banda la reflexión del conjunto queda limitada por el elemento radiante.

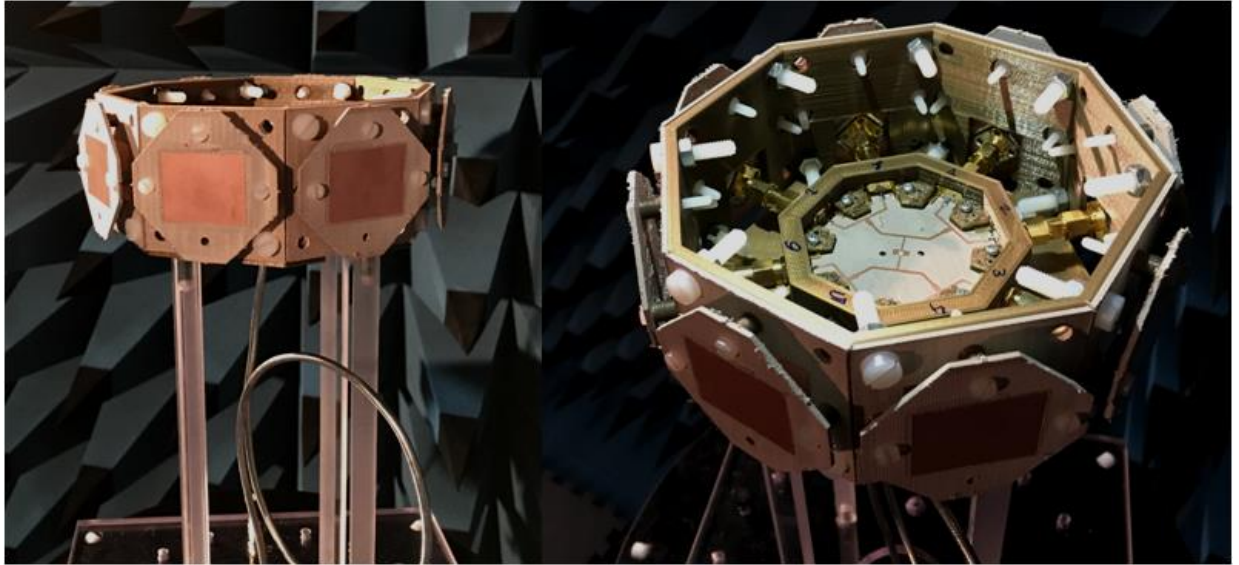


Figura 4.8: Antena en la cámara anecoica

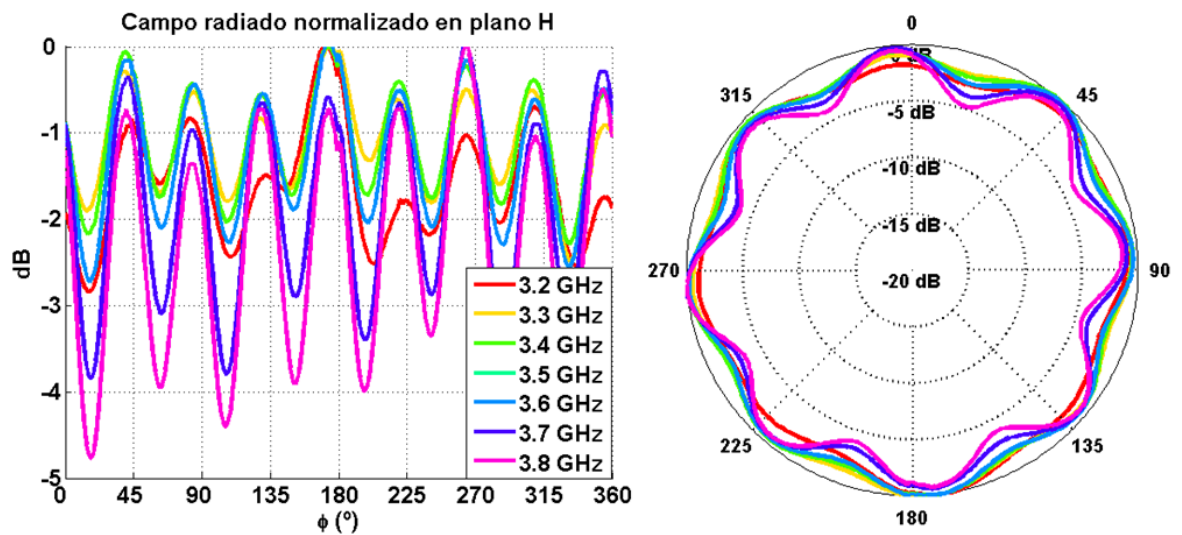


Figura 4.9: Medida de campo radiado normalizado, plano H

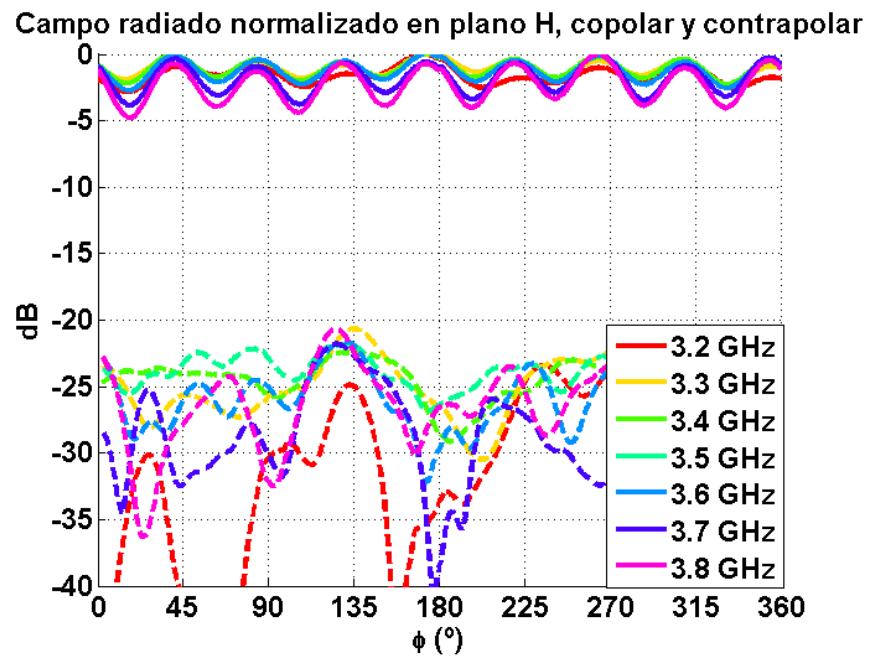


Figura 4.10: Medida de campo radiado normalizado, plano H, componentes copolar y contrapolar

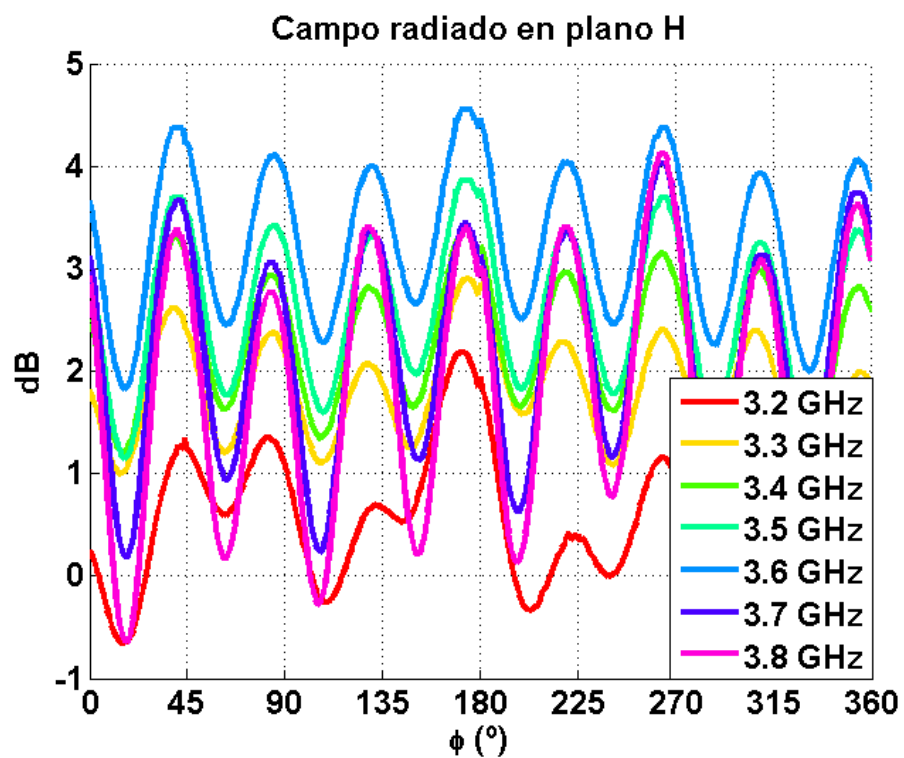


Figura 4.11: Medida de campo radiado en ganancia, plano H

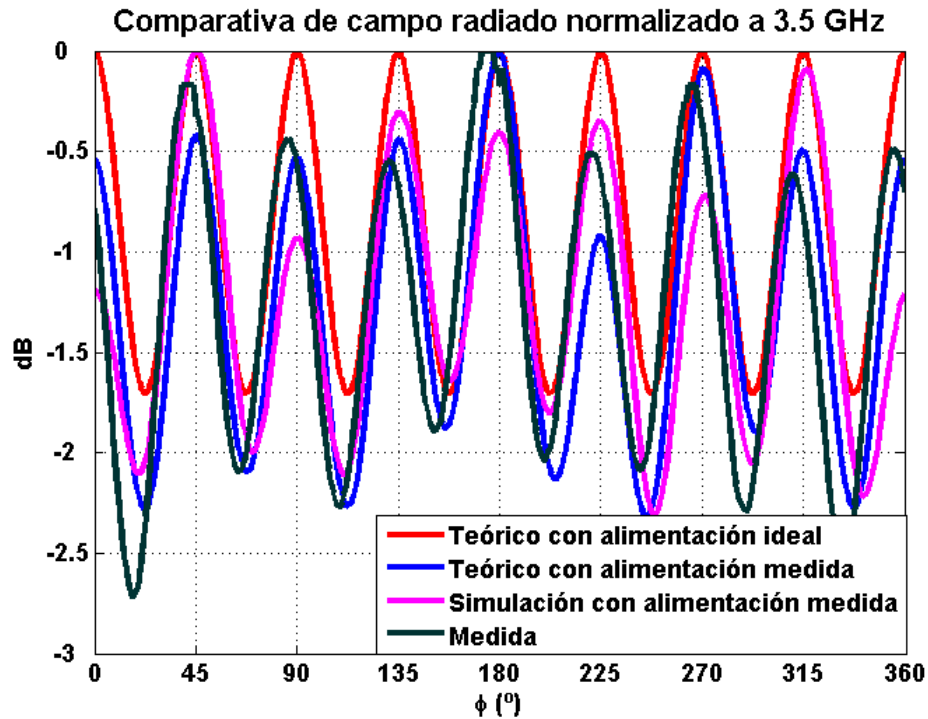


Figura 4.12: Comparativa entre campo radiado normalizado teórico, simulado y medido a 3.5 GHz, plano H

	Frecuencia (GHz)	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8
Simulación	Ganancia máxima	2.55	2.84	3.26	3.65	3.93	3.98	3.59
	Rizado máximo	0.89	0.99	1.45	2.01	2.51	2.93	3.30
	Valor medio	2.07	2.35	2.48	2.54	2.55	2.42	1.88
Medida	Ganancia máxima	2.18	2.90	3.37	3.86	4.55	4.03	4.12
	Rizado máximo	2.84	2.48	2.28	2.72	2.72	3.84	4.77
	Valor medio	0.57	1.77	2.28	2.59	3.28	2.15	1.82

Tabla 4.1: Características de radiación en simulación y medida en comportamiento omnidireccional

En las figuras 4.9, 4.10 y 4.11 se muestra el campo radiado en el plano H tanto normalizado, pudiendo comparar la variación en rizado, como en ganancia, además de sus componentes copolares y contrapolares en las distintas frecuencias. A su vez, en la tabla 4.2 se incluyen los valores numéricos más significativos de estos campos comparándolos con la simulación. En la figura 4.12 se encuentra una evolución desde el diseño teórico inicial a la medida final, pasando por un diseño teórico y una simulación con las alimentaciones medidas de la red.

Se puede apreciar cómo a 3.2 GHz se ha visto deteriorado totalmente el diagrama frente a la simulación, incrementando su rizado. Esto se debe a que, como se mostró en la figura 3.7, a esa banda el parche se encuentra en el límite de la banda, empeorando su adaptación y, por lo tanto, deteriorando el diagrama final. En el resto de frecuencias se aprecia un incremento en el rizado lo cual da lugar a un incremento de la ganancia. Sin embargo, pese a estas ligeras variaciones los resultados son muy similares, frente a los resultados obtenidos en [1], donde el estrecho ancho

de banda y los desfases producidos en los cables hacía que el diagrama tuviera poca ganancia y un alto rizado respectivamente... En la figura 4.10 se aprecia la diferencia entre la componente copolar, en línea continua, y contrapolar, en línea discontinua, la cual no supera los -20 dB. En la figura 4.12 se puede observar que estas ligeras variaciones en el rizado vienen dadas por el hecho de que los coeficientes de alimentación de la antenna no son ideales, sino que sufren pequeñas desviaciones, como se ha indicado en la tabla 4.1, haciendo así que se desbalancen los campos radiados por cada parche y por ello se incremente el rizado.

Por último, se comprueba que los planos E de la antenna no varían respecto a lo simulado.

Como se puede apreciar en la figura 4.13, el campo radiado en plano E presenta los dos lóbulos correspondientes a los dos parches opuestos, no presentando grandes diferencias entre simulación y medida. A su vez, en la figura 4.14 se puede observar como estos dos lóbulos mantienen su forma en las distintas frecuencias.

Por lo tanto, se considera que el objetivo de diseñar y construir una red de alimentación para conseguir un comportamiento omnidireccional en la antenna queda cumplido.

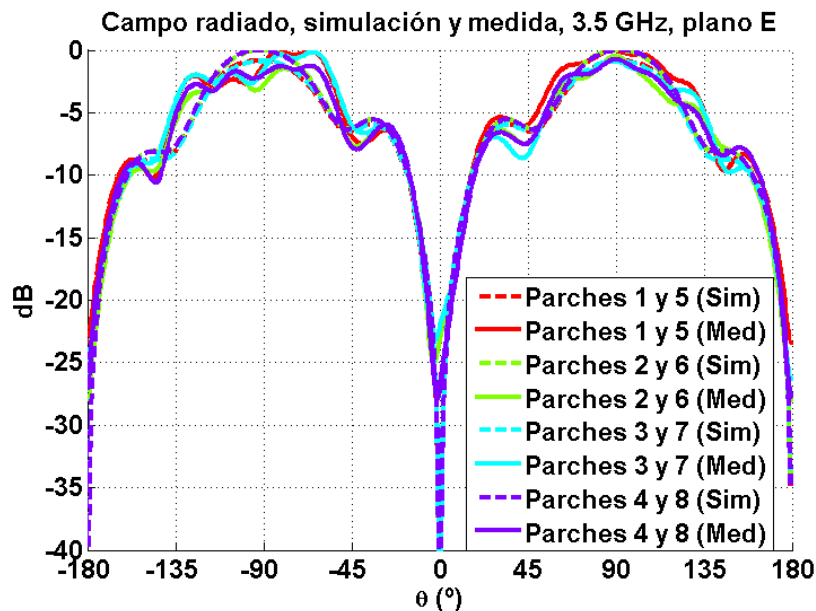


Figura 4.13: Comparativa entre simulación y medida, plano E

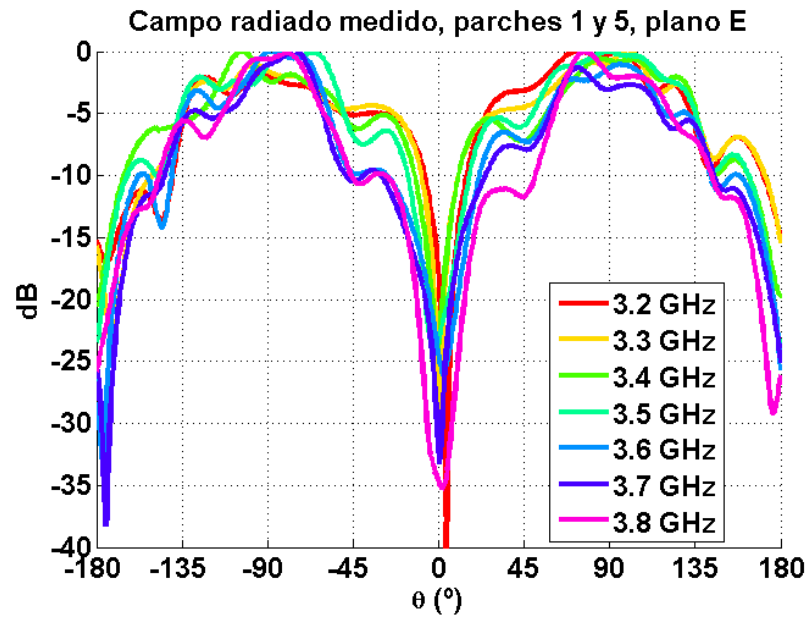


Figura 4.14: Campo medido, variación en frecuencia en plano E

5 RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO SECTORIAL

En este capítulo se va a diseñar, construir e integrar una red conmutada la cual seleccione únicamente dos parches a los que alimentar, de tal forma que a los otros seis elementos no les llegue potencia y así poder dividir el plano H en cuatro sectores.

5.1 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA RED

El primer paso a realizar a la hora de diseñar esta red es pensar su forma y cómo realizar la conmutación. En lo relativo a su forma, se va a seguir usando un diseño similar al descrito en el capítulo 4, es decir, una red paralelo con las mismas dimensiones y la misma topología. Por otro lado, para conmutar se han seleccionado los conmutadores comerciales VSWA2-63DR+ de la marca Mini-Circuits, los cuales dieron buenos resultados en la misma banda de frecuencias en el proyecto fin de carrera de Víctor Luzón Mesas, realizado en este grupo de investigación [10].

La red se ha decidido, por problemas de espacio, que divida el plano horizontal en cuatro sectores, es decir, que únicamente radien dos parches por sector. Esto implicaría dos niveles de conmutación: uno a la entrada con un único componte y un segundo nivel en cada una de sus salidas, el cual ya seleccionaría qué dos parches son alimentados.

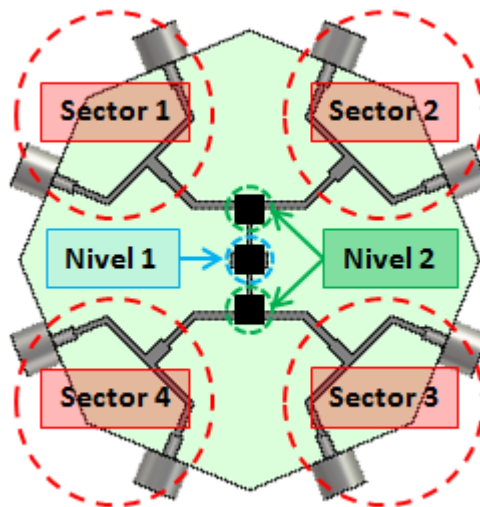


Figura 5.1: Esquema de red conmutada con dos niveles

5.1.1 Evaluación del funcionamiento del conmutador

El conmutador VSWA2-63DR+ de Mini-Circuits se basa en la tecnología CMOS, y únicamente requiere de una tensión positiva de +5V de alimentación y de una señal de control, la cual en función de si es estado alto (+5V) o bajo (0V), seleccionará una u otra salida. Este conmutador además tiene un consumo bajo y su coste no es muy elevado.

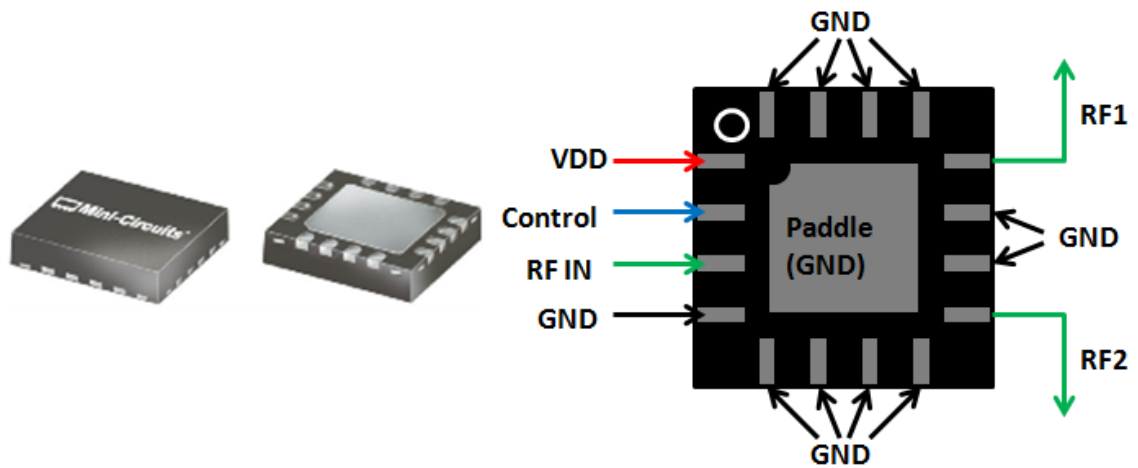


Figura 5.2: Encapsulado del conmutador VSWA2-63DR+ y configuración de sus pines

Estado	Salida activa
Bajo (0V)	RF1
Alto (5V)	RF2

Tabla 5.1: Configuración de estados del conmutador

El encapsulado, mostrado en la figura 5.2, tiene unas dimensiones de 4 mm x 4 mm x 0.9 mm, con cuatro pines en cada uno de sus lados además de un *paddle* en el centro para afianzar la masa.

El diseño y construcción de la placa de evaluación de este componente ya fue realizado en el proyecto previamente mencionado. A continuación, se mostrará el montaje correcto del componente junto con los condensadores de desacoplo recomendados para el mismo así como los resultados más significativos.

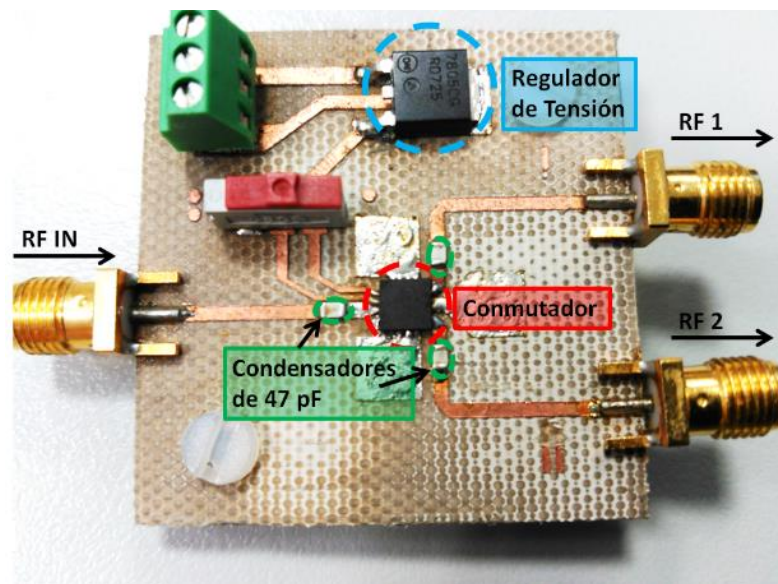


Figura 5.3: Placa de evaluación del conmutador VSWA-63 DR +

En la placa previamente diseñada se contaba con un regulador de tensión modelo MC7805CDT para fijar la alimentación de +5V. A su vez, esta tensión de +5V es conectada tanto a la alimentación del componente como a un conmutador de dos estados con el cual controlar de forma mecánica el estado de funcionamiento. Por último, en cada uno de los tres puertos de RF del componente (RFIN, RF1 y RF2), se coloca un condensador de desacoplo de 47 pF.

La mayor dificultad que presenta este conmutador es su correcto montaje; la separación entre los pines es de 0.35mm y cada uno tiene un ancho de 0.3mm, lo cual hace que la soldadura deba ser muy precisa para evitar cortos indeseados.

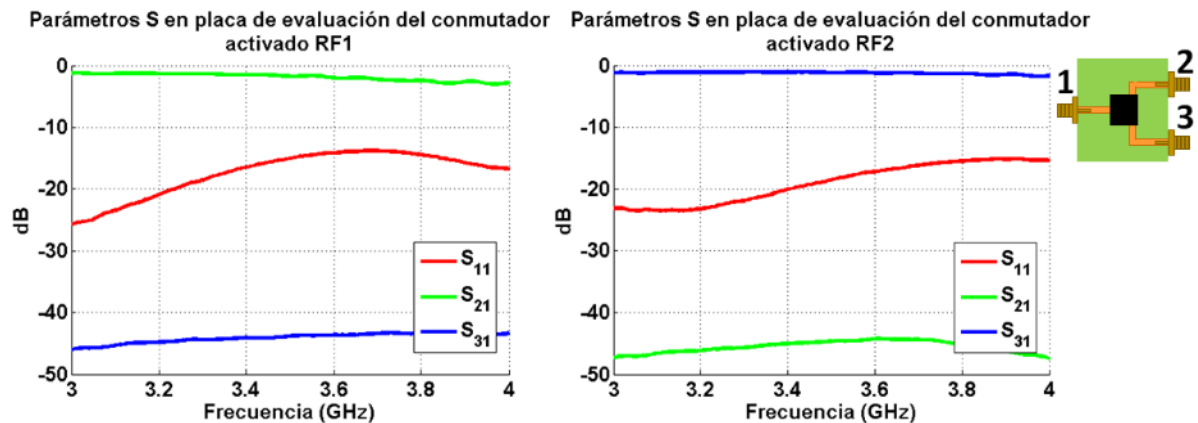


Figura 5.4: Medidas de parámetros S en placa de evaluación conmutada

Pese a la dificultad de montaje y soldadura del componente, los resultados obtenidos en ambos estados son muy satisfactorios, ya que tiene una reflexión inferior a -15 dB en toda la banda, una transmisión cercana a 0 dB, estando comprendido entre -1 y -3 dB, y al puerto deshabilitado nunca le llegan más de -40 dB.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento del conmutador es válido para el uso que se le va a dar en esta red de alimentación.

5.1.2 Evaluación del funcionamiento del amplificador

Como se ha podido apreciar en la figura 5.4, el conmutador tiene pérdidas. Teniendo en cuenta que esta red consta de dos niveles de conmutación, tendría unas pérdidas de en torno a 6 dB. Para solventar este problema, se decide incluir a la entrada de la red un amplificador.

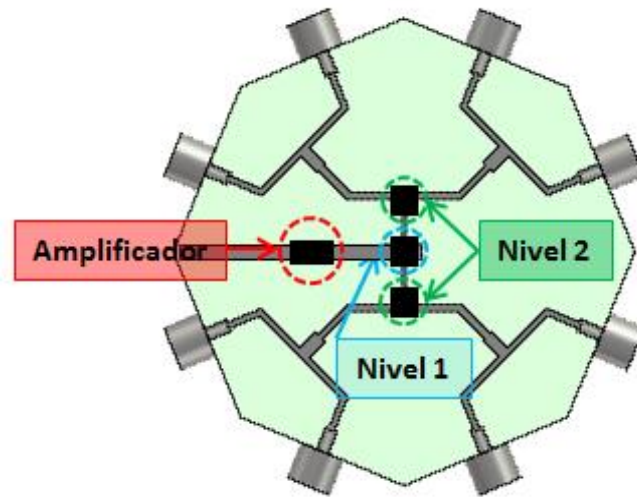


Figura 5.5: Esquema de red conmutada con dos niveles y etapa de amplificación

El amplificador escogido es el modelo ECG001B del fabricante TriQuint Semiconductors. Este amplificador funciona hasta 6 GHz y únicamente requiere una tensión de alimentación, la cual se introduce por su pata de salida de RF. Por ello, es necesario incluir un circuito para separar correctamente ambas señales. De forma análoga al caso anterior, se incluye una clema por la cual alimentar al circuito y darle una masa y un regulador de tensión.

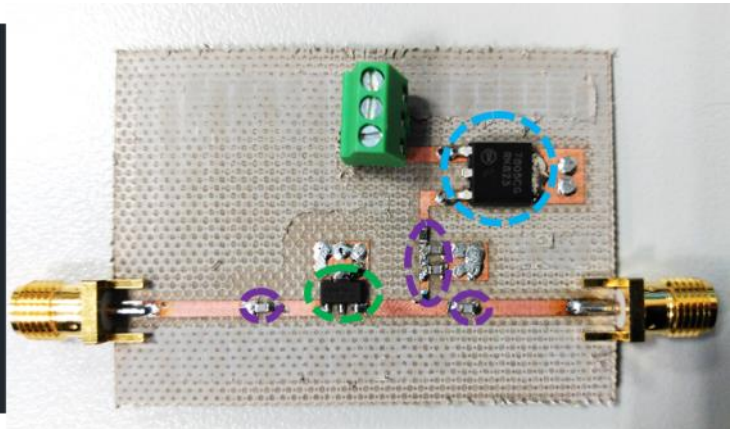
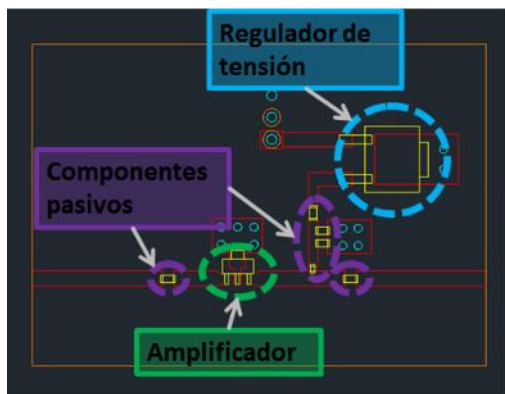


Figura 5.6: Diseño y construcción de la placa de evaluación del amplificador ECG0001B

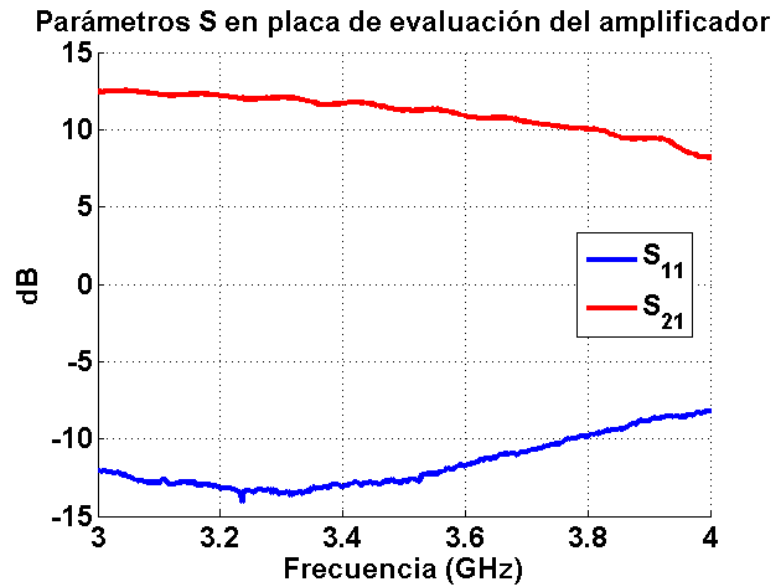


Figura 5.7: Parámetros S de la placa de evaluación del amplificador

Este amplificador provee una ganancia de aproximadamente 13 dB a la frecuencia central del diseño, 3.5 GHz. Con esta ganancia quedan cubiertas las pérdidas debidas a los dos niveles de conmutación de la red.

5.1.3 Funcionamiento de la placa *Arduino Uno*

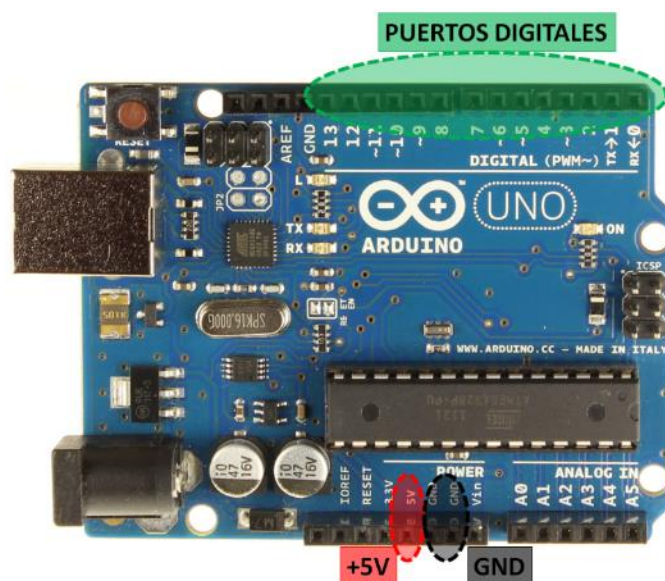


Figura 5.8: Placa Arduino Uno y puertos usados

La tercera variable de la parte electrónica de la red para funcionamiento sectorial es el control y alimentación de todos los componentes. Para ello, se ha decidido usar la placa de desarrollo *Arduino Uno*. Se ha seleccionado esta placa por tres razones: su precio, muy económico, su compacidad y, sobre todo, su funcionamiento. Para configurar los pines como salidas y controlar las tensiones tanto de alimentación como de control basta con un sencillo código en un lenguaje propio similar a C++. El único problema que podría dar la placa sería en lo relativo a los

consumos; pese a ser capaz de dar las tensiones de +5V requeridas tanto para la alimentación y el control, puede que la corriente que provee no sea suficiente para el componente. Sin embargo, según los *datasheet* el amplificador y el conmutador requieren 30 mA y 12μA respectivamente. Cada uno de los pines I/O de la *Arduino* puede dar hasta un máximo de 40 mA, por lo tanto la placa es válida para controlar cada uno de los componentes.

5.1.4 Diseño y construcción de la red conmutada

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de cada uno de los componentes que irán integrados en la red de alimentación, se pasa al diseño de la misma.

En este caso el diseño de las líneas de RF se ve reducido al diseño del divisor final, previo a los elementos, ya que al conmutar únicamente se activará un camino y, por lo tanto, este será siempre de 50 Ω hasta llegar a la última división, donde sí se realizará un divisor 1 a 2 tradicional con la misma potencia y sin desfase entre ellos.

El principal problema de la red son las dimensiones. Como se explicó en el apartado 4.1, las dimensiones de la red son limitadas por las dimensiones del prisma y de las transiciones que interconectarán red y parches. Al tener un espacio tan reducido, integrar los 4 componentes electrónicos con sus respectivos circuitos de acondicionamiento es crítico. Por ello, se decide realizar un circuito con dos sustratos distintos. En el primero de ellos, de RF-35, se encontrará la parte de RF con los componentes electrónicos y pasivos y en el otro, de FR-4, se pondrán los rutados de las pistas de alimentación y control así como las clemas de entrada. Pese a simplificar así los problemas de espacio, surge uno nuevo. Aunque las pistas de electrónica y de RF estén en dos sustratos distintos ambas deben tener una tierra común junto con la que da la *Arduino*. Para ello, se decide realizar varios taladros en el sustrato de RF en los cuales se introducirá una vía metálica que será soldada de tal forma que la tierra de los componentes electrónicos quede unida a la de RF. Por otro lado, en la capa de rutado de la electrónica se hará también un taladro para conectar mediante una vía metálica la tierra del sustrato con una pista superior que a su vez, a través de una clema, se unirá con la tierra de la *Arduino*. Por último, de esta pista subirá una vía que atravesará las dos capas y que finalmente unirá ambas tierras.

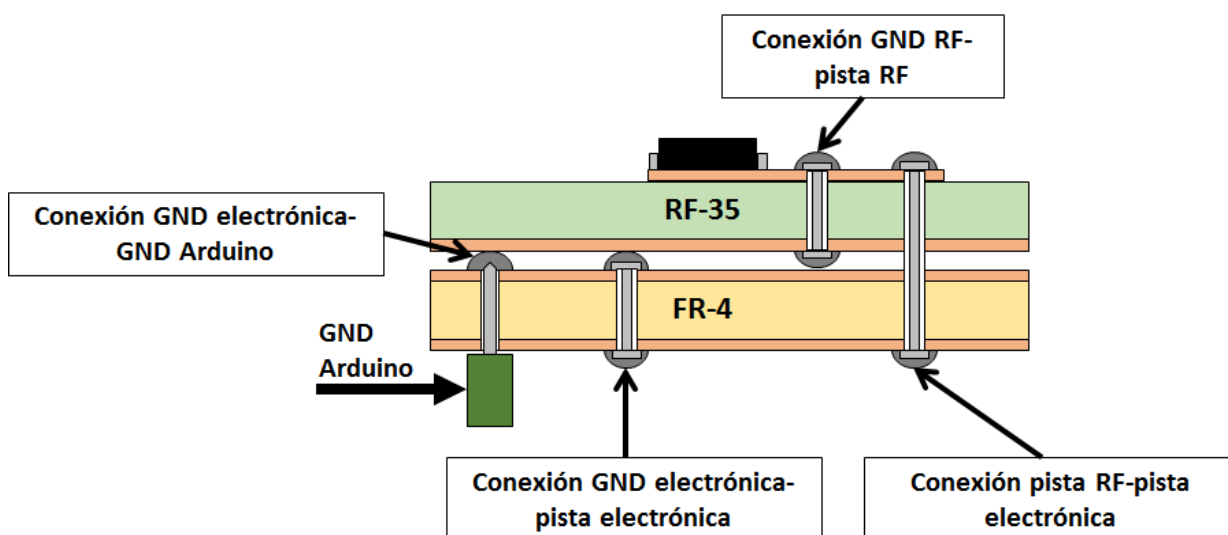


Figura 5.9: Conexión de tierras de las distintas capas

Además de para unir las tierras, se hacen pasos de cara de la misma forma que la conexión entre pista de RF y pista de electrónica, indicada en la figura 5.9, para conectar tanto las tensiones de alimentación como las de control de los conmutadores.

Otro punto importante a tener en cuenta es cómo soldar los conmutadores. La soldadura de estos componentes fue realizada de forma manual en la Escuela. Además de la dificultad que presentan los pines por su pequeño tamaño, el punto crítico es la soldadura del *paddle* inferior, el cual afianza la tierra de los componentes. Para ello, se realiza un taladro del doble del diámetro de una vía de 0.8mm. Una vez soldados los 16 pines del componente se introduce un poco de estaño en el taladro y posteriormente la vía, a la cual se le da calor para que funda el estaño y enganche. Por último, se rellena el taladro con estaño y se suelda al plano de masa.

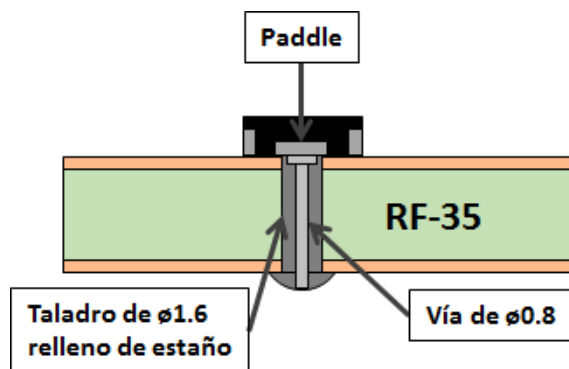


Figura 5.10: Soldadura del *paddle* de tierra del conmutador

Una vez sabido cómo han de realizarse las interconexiones, se pasa a diseñar el plano de ambas capas.

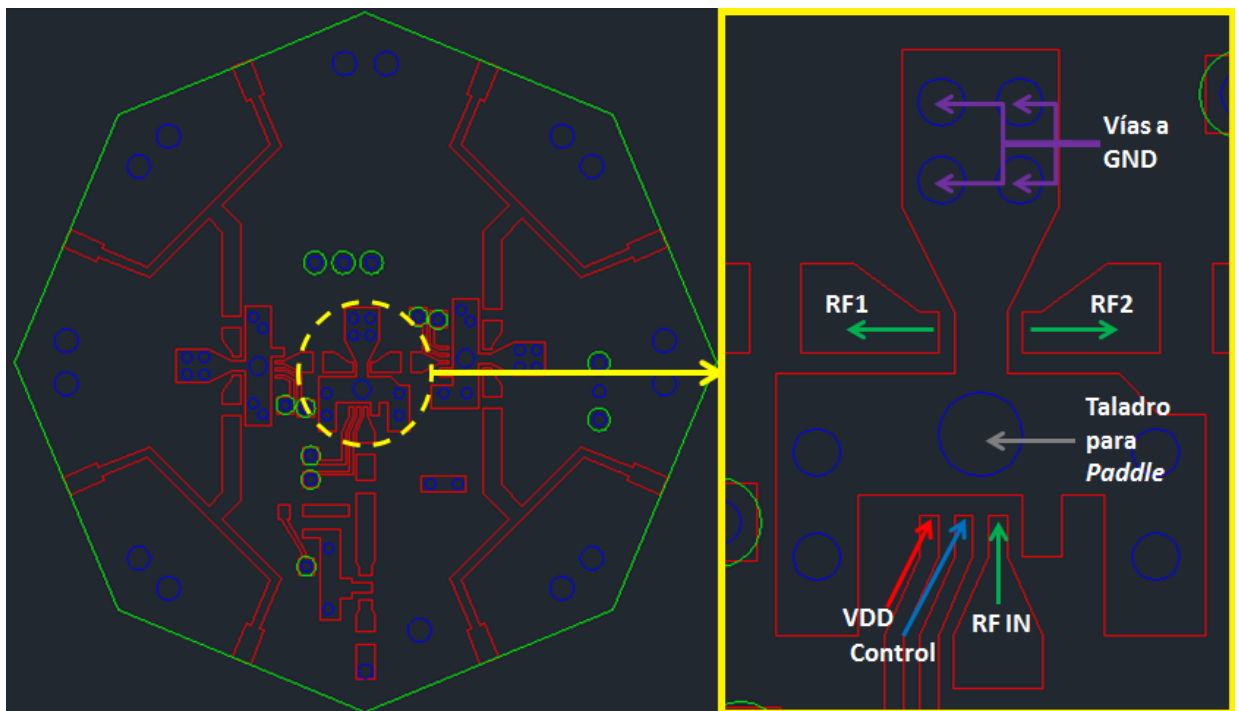


Figura 5.11: Planos de capa de RF (izquierda) y detalle del conmutador (derecha)

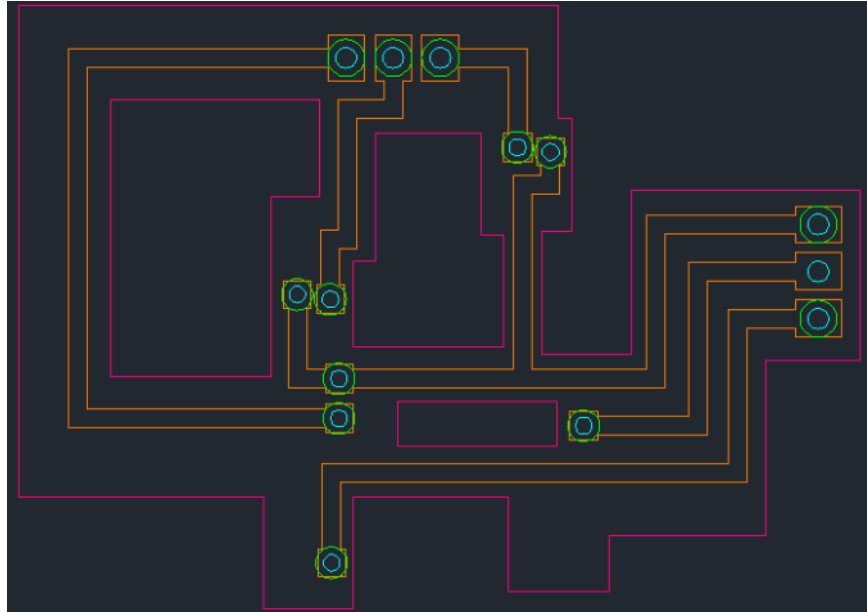


Figura 5.12: Plano de capa de electrónica

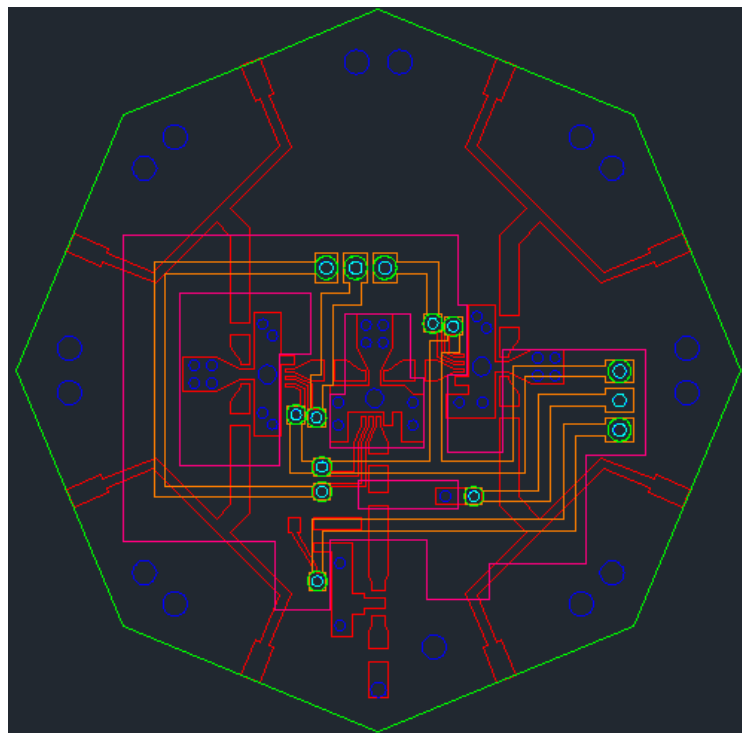


Figura 5.13: Planos de RF y electrónica superpuestos

5.1.5 Construcción y medida de la red

Tras diseñar las placas y ver que todos los componentes quedan colocados correctamente, se pasa a la construcción de ambas, soldándose como se ha indicado previamente. En un principio, se quiso alimentar la red mediante un conector vertical, al igual que la red del capítulo 4. Sin

embargo, por problemas en la construcción finalmente se alimenta mediante un conector igual a los que se utilizan en las ocho salidas.

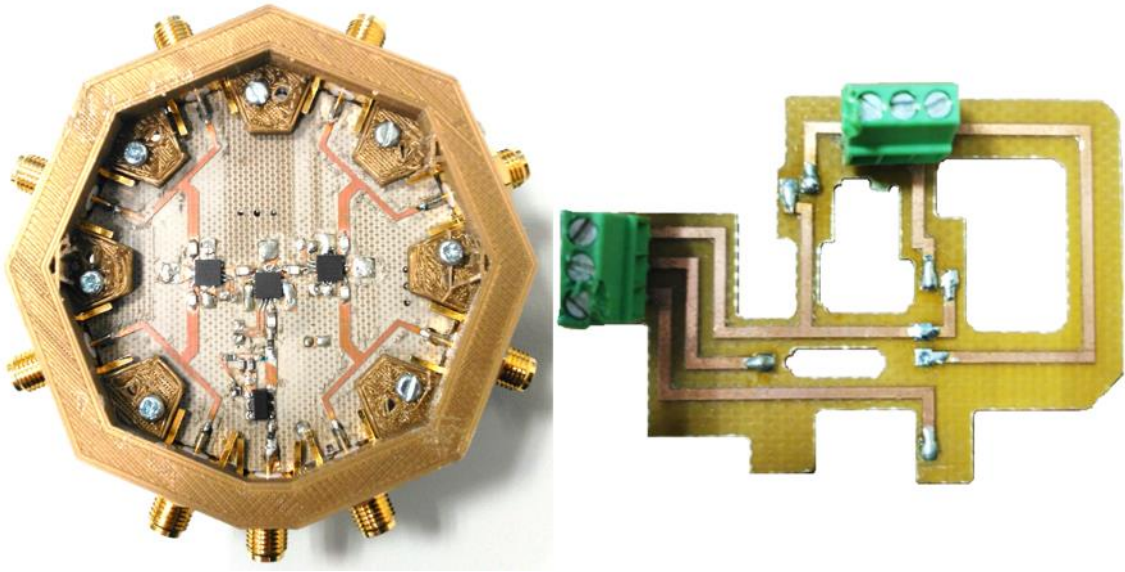


Figura 5.14: Red construida, capas de RF (izquierda) y electrónica (derecha)

Posteriormente, se diseña y construye una estructura de sujeción que aguante tanto a la red como la *Arduino*, ya que ambas irán integradas en el interior de la estructura de la antena.

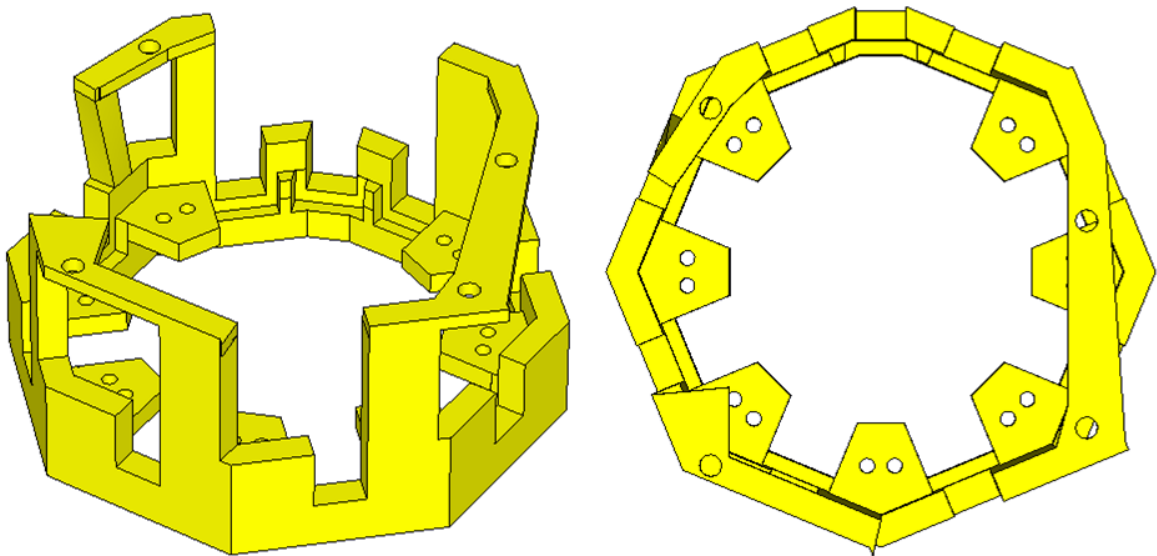


Figura 5.15: Estructura de sujeción de red conmutada y placa *Arduino*

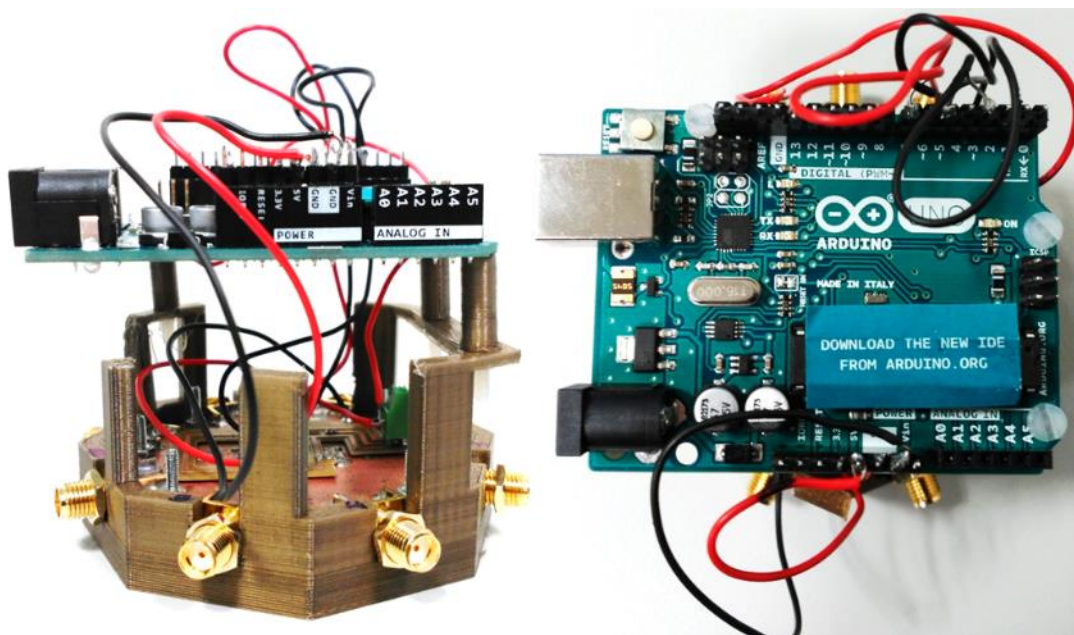


Figura 5.16: Construcción de estructura de sujeción de red conmutada y placa *Arduino*

Una vez montada la red y la *Arduino*, se elabora un sencillo código en el lenguaje propio de la placa en el cual se configuran qué pines se desean usar como señales de control y alimentación y se programa un bucle el cual pregunte por consola qué sector desea ser activado para poder así configurar los valores que deben ser mandados a los conmutadores. A modo aclaratorio, se ha utilizado sentido horario desde la entrada para numerar cada una de los sectores.

	Conmutador central		Conmutador izquierdo		Conmutador derecho	Puertos activados
Sector 1	Bajo ON)	(RF1	Bajo ON)	(RF1	-	8 y 9
Sector 2	Bajo ON)	(RF1	Alto ON)	(RF2	-	6 y 7
Sector 3	Alto ON)	(RF2	-		Bajo ON) (RF1	4 y 5
Sector 4	Alto ON)	(RF2	-		Alto ON) (RF2	2 y 3

Tabla 5.2: Relación entre sectores, señales de control y puertos

Una vez escrito el código y habiendo conectado los puertos de la *Arduino* acorde con lo definido en el mismo, se procede a comprobar el correcto funcionamiento de la red. En este caso, al ser únicamente dos salidas adyacentes las que se activen y ambas provengan del mismo divisor en paralelo, no se ha considerado necesario mostrar el desfase entre ambas ya que es prácticamente nulo.

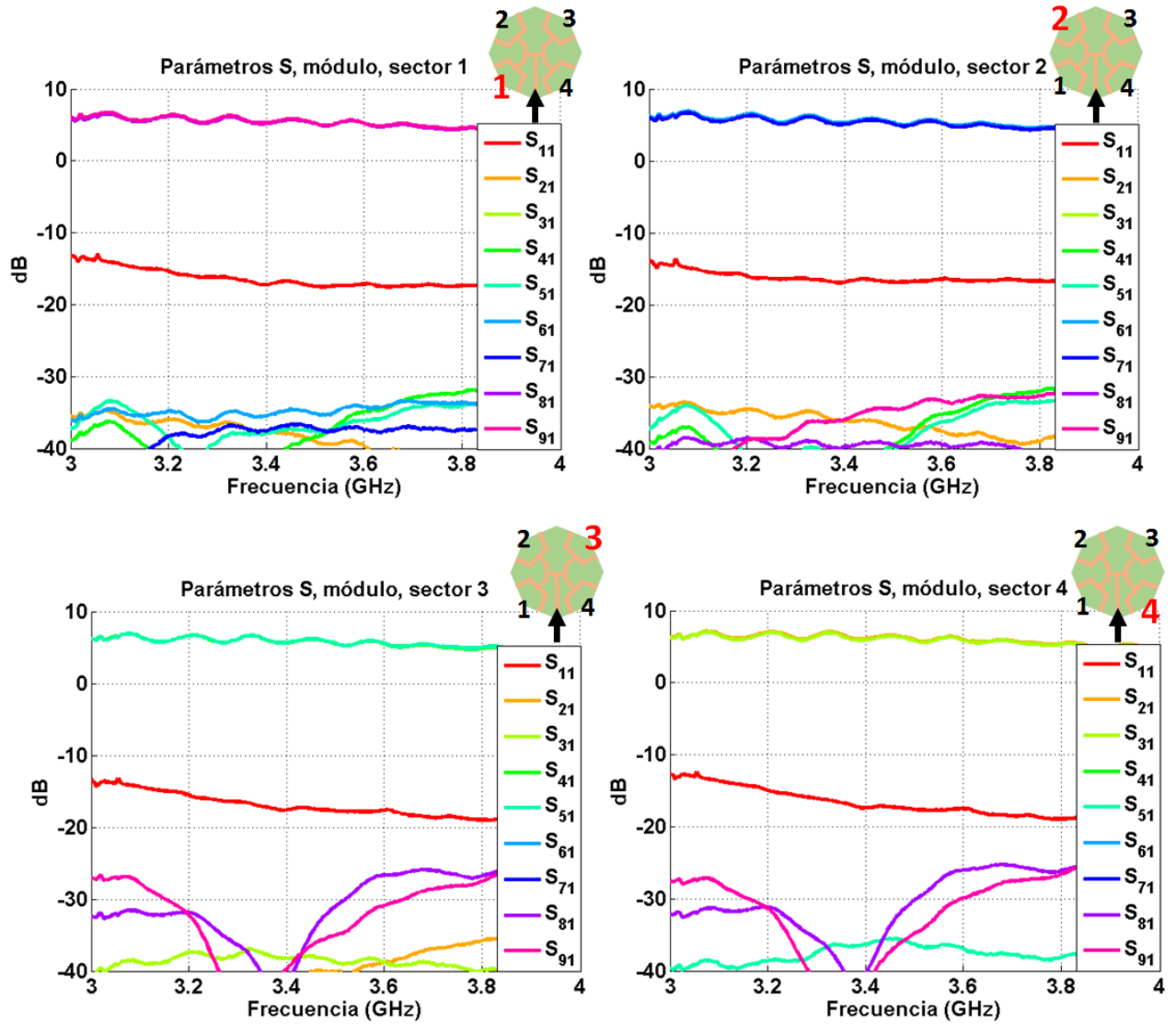


Figura 5.17: Parámetros S de la red conmutada en módulo en los distintos sectores

Como se puede apreciar en la figura, el conmutador da un aislamiento de -25 dB en el peor de los casos. Además, su reflexión es muy similar en los cuatro sectores, inferior a -15 dB en la banda de trabajo, y las transmisiones son prácticamente idénticas, con un valor medio de aproximadamente de 6 dB debido a la etapa previa de amplificación.

5.2 INTEGRACIÓN DE LA RED EN LA ANTENA

Una vez comprobado el correcto funcionamiento de la red conmutada controlada mediante *Arduino* se pasa a su integración con la antena de la misma forma que se hizo en el punto 4.2.

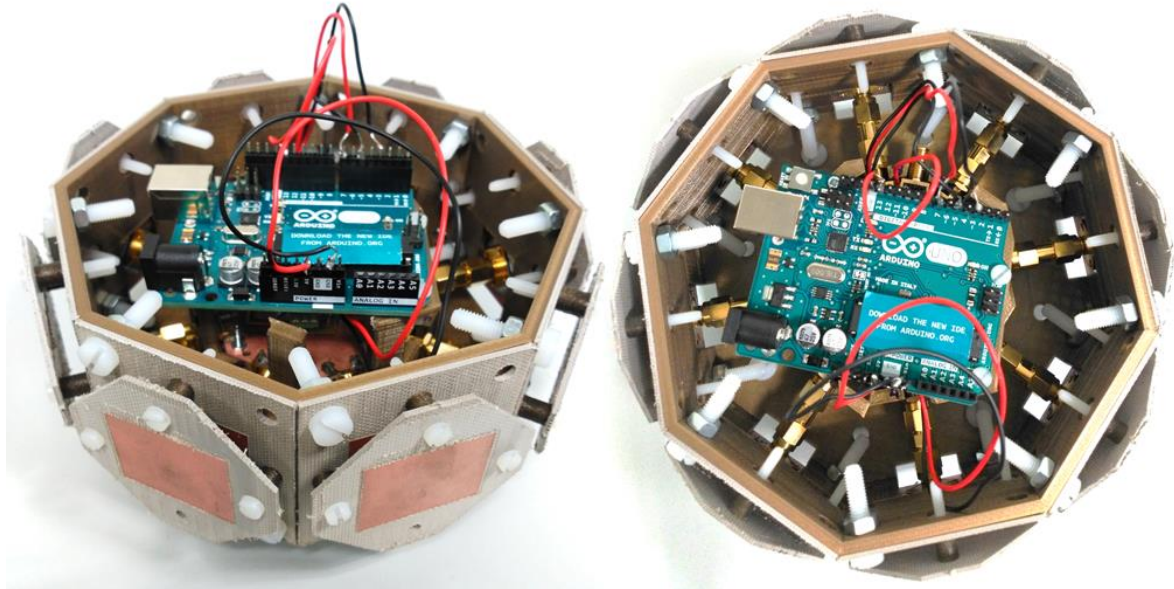


Figura 5.18: Antena integrada con red conmutada para funcionamiento sectorial

Tras el montaje e interconexión de todas las partes, se comprueba el funcionamiento en reflexión de la antena en sus cuatro sectores.

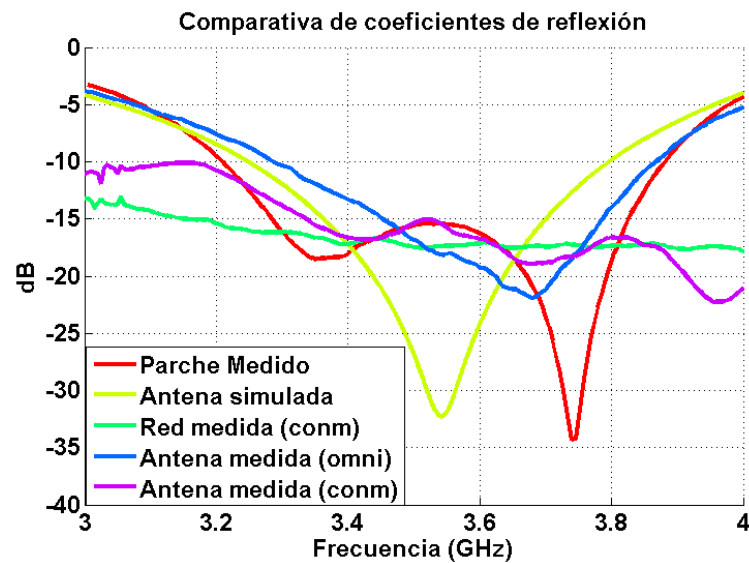


Figura 5.19: Comparativa de coeficientes de reflexión para comportamiento sectorial

Se puede apreciar como en este caso no ocurre lo mismo que con las reflexiones de la figura 4.7. En ese caso, la reflexión de la antena venía determinada por el parche ya que la adaptación de la red era menor de -25 dB. Sin embargo, en la figura 5.19 se puede observar cómo la adaptación de la red y de la antena conmutada son muy similares. Esto se debe a que el conmutador no es bidireccional, es decir, la transmisión de la entrada a la salida RF1 no es la misma que de RF1 a la entrada, por lo que no se observa la reflexión del parche en la entrada del conjunto sino la del primer conmutador. Por ello se obtiene un mejor ancho de banda en este conjunto, el cual no es real ya que la potencia reflejada por el parche se disipa en el divisor final.

Tras comprobar que las medidas en reflexión son las esperadas se pasa a comprobar el correcto funcionamiento de la antena en radiación.

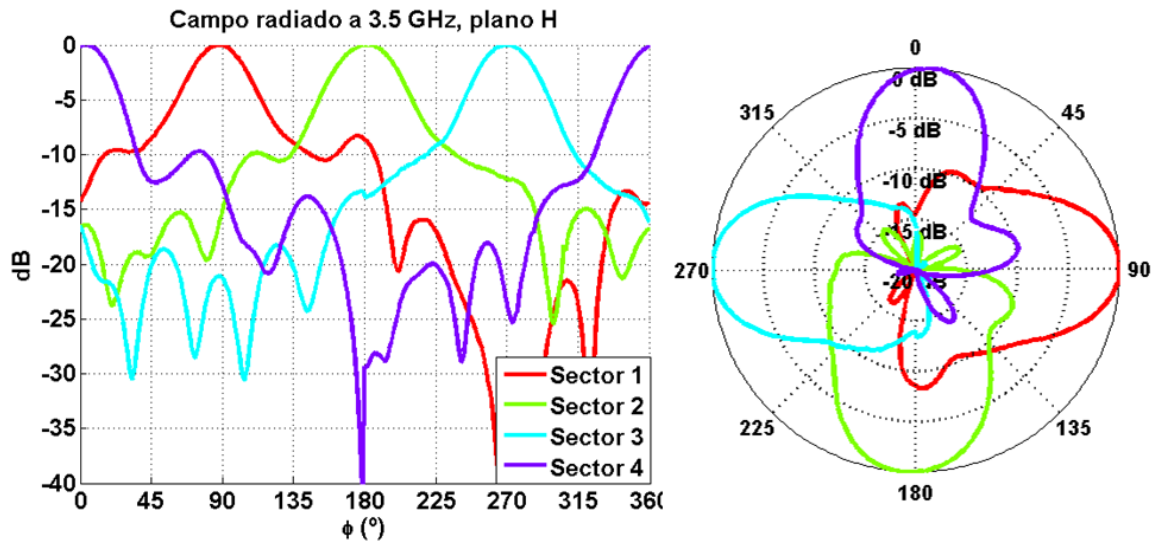


Figura 5.20: Medida de campo radiado normalizado a 3.5 GHz, plano H

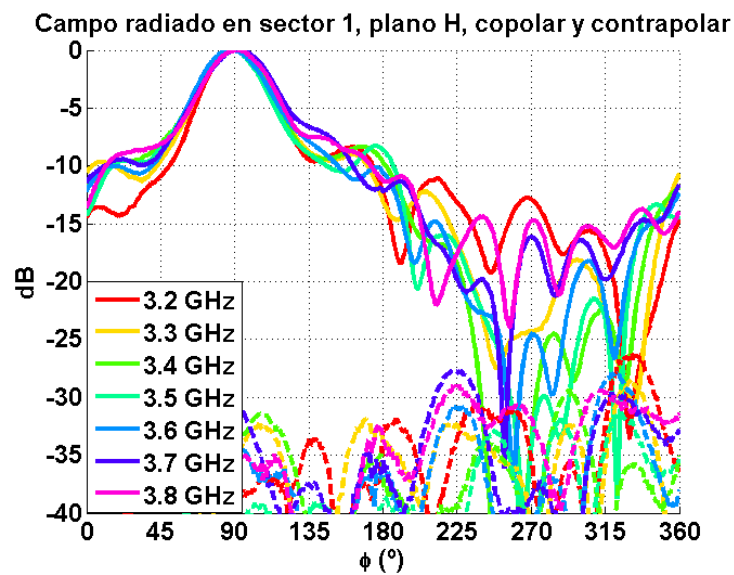


Figura 5.21: Medida de campo radiado normalizado en sector 1, plano H, componentes copolar y contrapolar

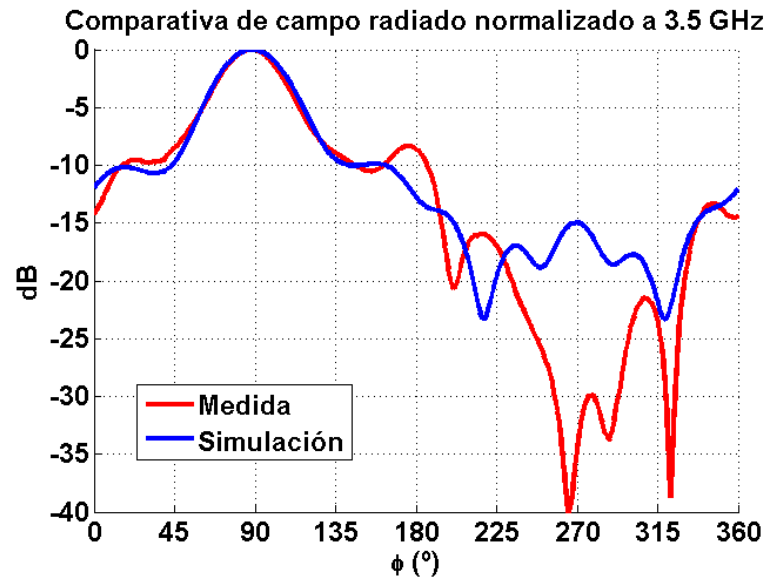


Figura 5.22: Comparativa de campo radiado normalizado entre medida y simulación a 3.5 GHz, plano H

En la figura 5.20 se muestra el campo radiado en la frecuencia central de la banda de trabajo, 3.5 GHz. Como se puede observar, el comportamiento en cada uno de los sectores es el esperado: se obtienen cuatro diagramas correspondientes a cada uno de los cuatro sectores los cuales presentan el apuntamiento deseado (una diferencia de 90° entre cada uno de ellos) y con la misma forma. A su vez, en la figura 5.21, donde se muestra la variación en frecuencia del campo radiado en plano H para un mismo sector, se aprecia que no hay una diferencia sustancial en la forma del diagrama en todas las frecuencias de la banda de trabajo. En esta figura además se muestra la contrapolar, la cual no supera los -25 dB en ninguna de las frecuencias de la banda. Por último, en la figura 5.22 se muestra una comparativa entre la medida a 3.5 GHz del sector 1 frente a la simulación de dos parches alimentados con un divisor y seis parches parásitos, es decir, una simulación con el comportamiento ideal buscado en la red, mostrado en la figura 5.23.

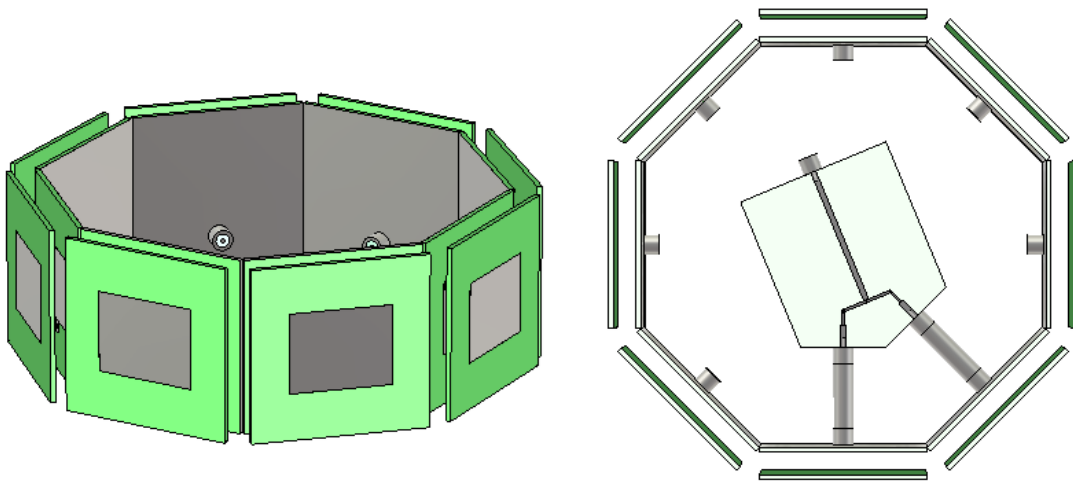


Figura 5.23: Modelado de simulación de estructura con dos parches alimentados

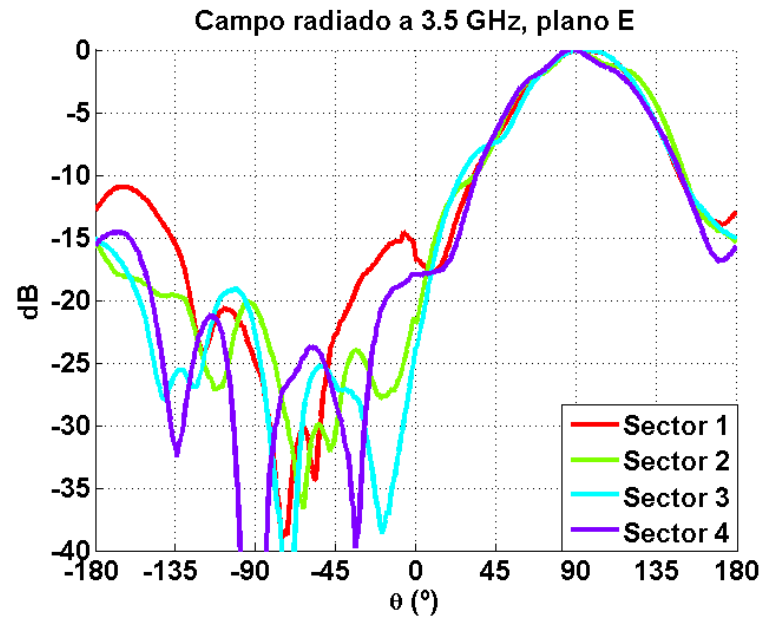


Figura 5.24: Medida de campo radiado normalizado a 3.5 GHz, plano E

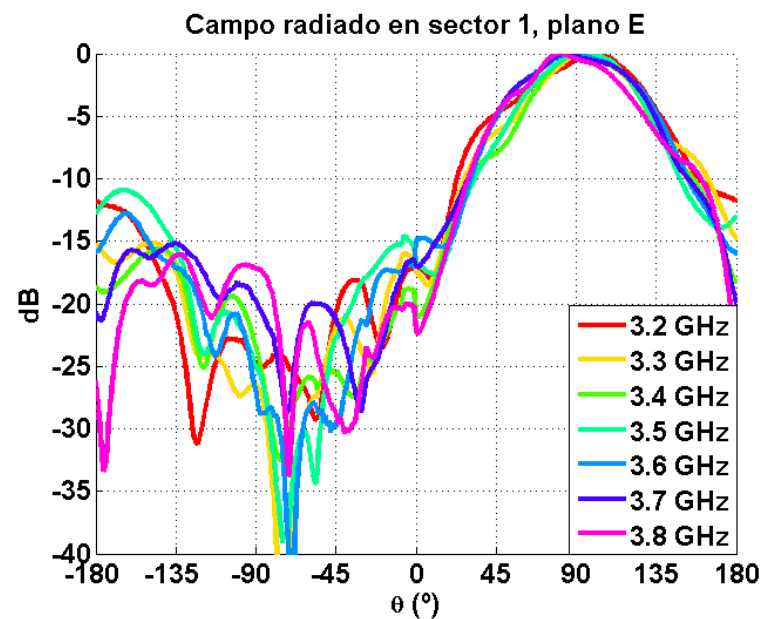


Figura 5.25: Medida de campo radiado normalizado en sector 1, plano E

En lo relativo al plano E, mostrado en las figuras 5.24 y 5.25, se puede observar cómo el máximo se encuentra en la posición deseada, $\theta=90^\circ$, y de igual forma que en el caso del plano H, la forma del diagrama de radiación dentro de un mismo sector no se pierde en toda la banda de trabajo.

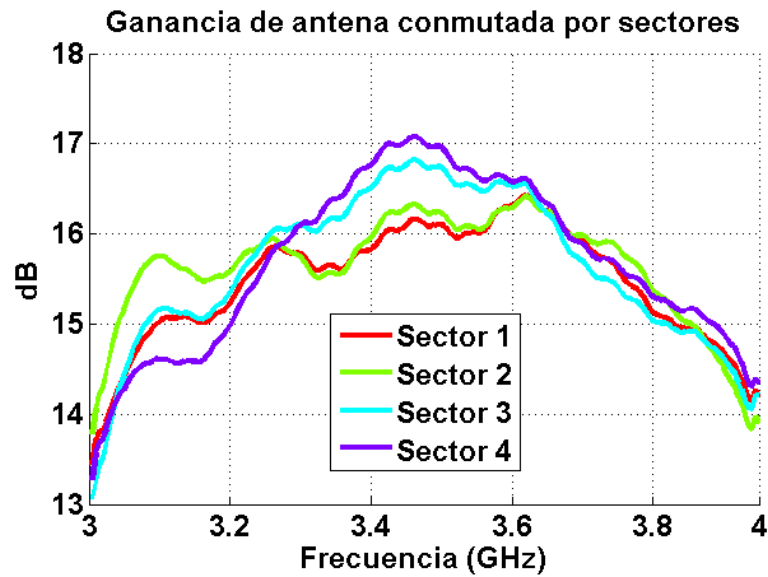


Figura 5.26: Ganancia de la antena conmutada por sectores

Por último, en la figura 5.26, en la que se muestra la ganancia, se puede observar cómo los sectores 1 y 2 tienen 0.5 dB menos de nivel respecto a los sectores 3 y 4. Esto se debe a las ligeras variaciones en las transmisiones de la red, que en algunos casos alcanza este medio dB, además de por otros pequeños fallos de fabricación como puede ser ligeras variaciones en las alturas de los pivotes de elevación del parche apilado. El que dos parches consigan niveles de ganancia de 17 dB es debido a la fase de amplificación de la entrada. Los teóricos -3 dB que debieran llegar a cada uno de los parches pasan a ser aproximadamente 5 dB, es decir, se consiguen aproximadamente 8 dB de ganancia, lo cual concuerda con la simulación ya que en ella se obtiene un valor de ganancia de 10 dB.

6 RED DE ALIMENTACIÓN PARA FUNCIONAMIENTO OMNIDIRECCIONAL Y SECTORIAL NO SIMULTÁNEO

En los capítulos 4 y 5 se han mostrado dos redes de alimentación para obtener distintos diagramas de radiación con una misma antena. Sin embargo, con los componentes utilizados hasta ahora es imposible conseguir una antena totalmente versátil que pueda activarse en modo omnidireccional o sectorial. Además, los conmutadores presentados en el capítulo 5 son biestado, únicamente redirigen la señal a su salida izquierda o su salida derecha, no permitiendo transmitirla a ambas o a ninguna, lo cual no permite por ejemplo activar dos parches opuestos entre sí o un sector de un número de parches distinto de dos. Es por ello que en este capítulo se presenta una nueva red que permita obtener ambos comportamientos mediante el uso de los diodos PIN.

6.1 FUNCIONAMIENTO DE LOS DIODOS PIN

Los diodos PIN son un tipo de diodo con tres capas frente a las dos tradicionales de los diodos PN. En este caso, entre las capas tipo P y tipo N se encuentra una capa intermedia compuesta por un semiconductor intrínseco con un nivel de dopaje inferior. Esta capa hace que estos diodos puedan ser utilizados como conmutadores con un tiempo de conmutación muy bajo. A diferencia de los diodos varactores, los cuales son controlados mediante variaciones de tensión, estos diodos son controlados mediante corriente, por lo que si esta corriente es controlada de tal forma que active o desactive el funcionamiento de este diodo se obtiene un conmutador de alta velocidad. A su vez, estos componentes tienen un tamaño muy pequeño, lo cual facilita su integración en circuitos de RF, y requieren bajos niveles de potencia para controlar señales de RF con una potencia mucho mayor.

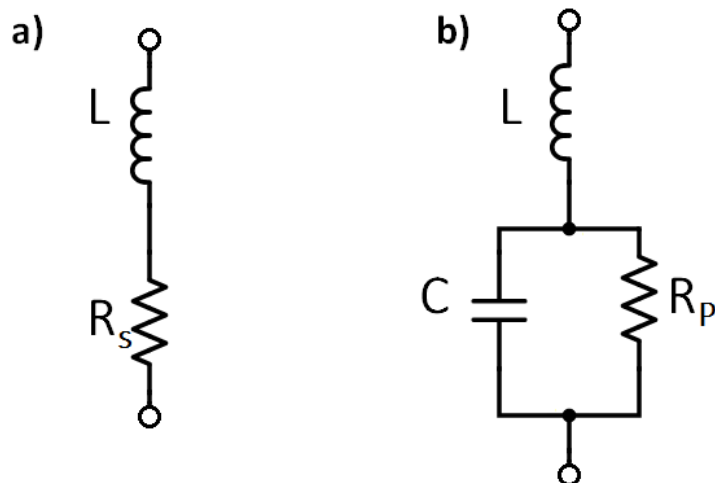


Figura 6.1: Modelo RLC del diodo PIN en (a) polarización directa y (b) inversa

Como se muestra en la figura 6.1, el modelo circuital de este componente es muy sencillo. En ambos circuitos se puede observar una inductancia, la cual es un elemento parásito propio del componente. Cuando está en conducción la señal de RF se encuentra con una resistencia de bajo valor, por lo que será prácticamente un corto. Sin embargo, cuando está en no conducción, un condensador en paralelo a una resistencia del orden de los kiloohmios hace que la señal de RF se encuentre con una impedancia demasiado alta, lo cual actúa como un abierto impidiendo la transmisión de la señal. Los valores de estos componentes pasivos son propios de cada

componente y vienen especificados por el fabricante. En el caso de los diodos que se usarán en este diseño, modelo BAR64-02 del fabricante Infineon, esos valores son 0.17 pF, 3 k Ω para la resistencia paralela en inversa y 1.35 Ω para la resistencia en directa. El valor de la inductancia no viene especificado, por lo que se ha puesto un valor de 0.6 nH.

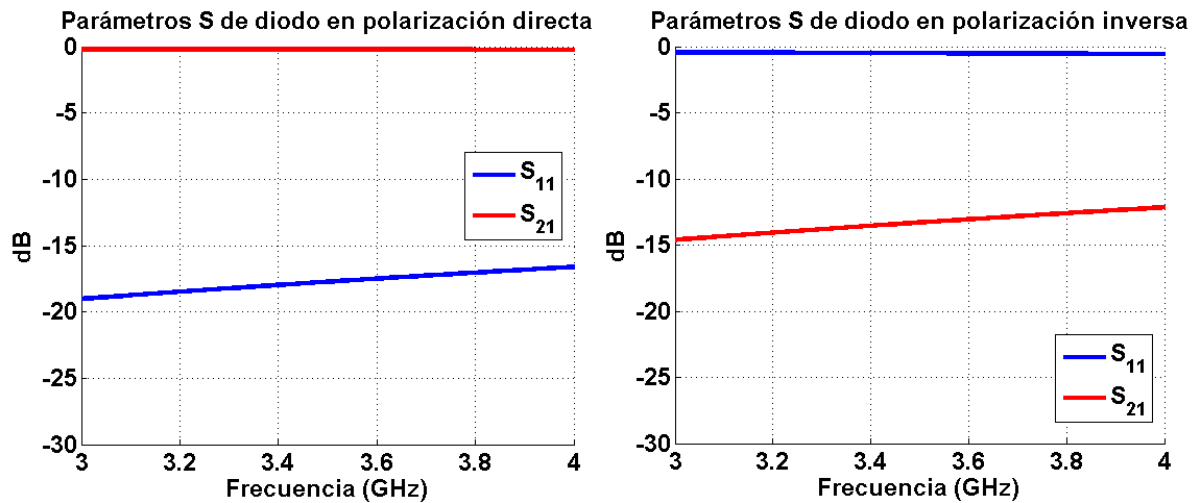


Figura 6.2: Parámetros S de los modelos circuitales del diodo PIN en ADS

Como se puede observar, el comportamiento es el esperado en la banda de frecuencias. A partir de estos modelos circuitales se diseñará la red de alimentación.

6.2 DISEÑO DE LA RED

Una vez comprendido el funcionamiento de los diodos PIN, se pasa a realizar el diseño de la red de alimentación.

Los diodos PIN pueden ser situados en el circuito de dos formas distintas: en paralelo o en serie. En el primer caso, se soldará una pata del diodo a la pista de RF mientras que la otra irá a una carga adaptada, de tal forma que al estar desactivado la señal pasa por la línea de RF y al activarse el diodo dicha señal se irá a la carga. Pese a que suele ser la forma más habitual de integrar estos componentes en los circuitos, presentan una gran desventaja para este diseño. Si en cada una de las divisiones que se realicen se activa un diodo, toda esa señal que vaya a la carga adaptada será potencia desaprovechada. La otra opción, los diodos en serie, evita dicho problema. En este caso, el diodo PIN se sitúa entre dos líneas de RF, de tal forma que al activarse la señal pasará y en caso contrario se reflejará. El hecho de que se refleje la señal es lo que complica el diseño de esta red.

Para poder realizar correctamente la simulación con el modelo circuital es necesario la herramienta *Schematic* del software de simulación CST. En primer lugar, para comprobar el correcto funcionamiento de dicha herramienta se realiza una prueba con un único diodo PIN para así poder verificar su comportamiento. Esta herramienta permite concatenar a una simulación de RF distintos componentes como pueden ser los circuitos RLC del diodo PIN para poder así comprobar la respuesta del conjunto. Para ello es necesario definir además de los tradicionales puertos de entrada y salida del circuito un puerto discreto en cada uno de los diodos PIN, tal y como se muestra en la figura 6.3. La herramienta *Schematic* hará que se simule electromagnéticamente y posteriormente extraerá, en este caso, la matriz 3x3 de parámetros S y

le concatenará los correspondientes a los componentes que se hayan dibujado. De esta forma, se tendrá una solución con una matriz 2x2 que sería la buscada.

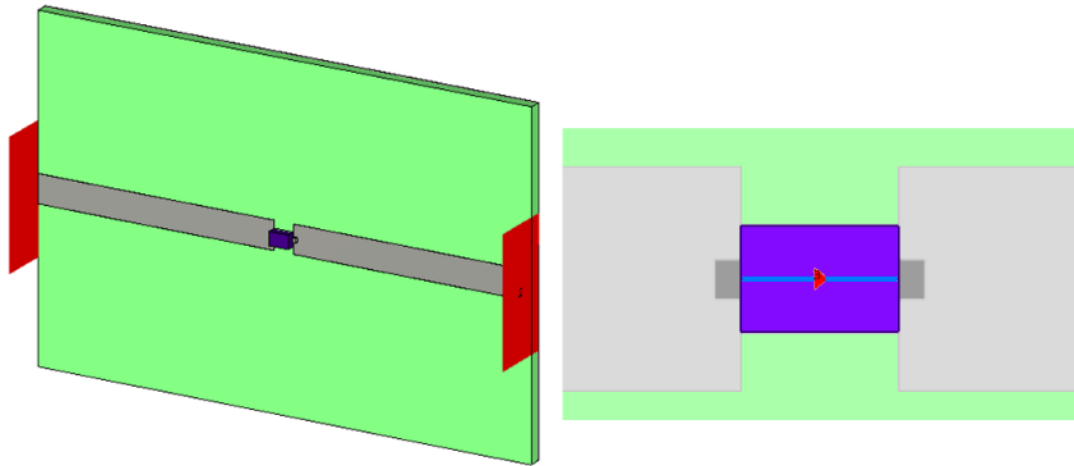


Figura 6.3: Ejemplo en CST Microwave de diodo PIN

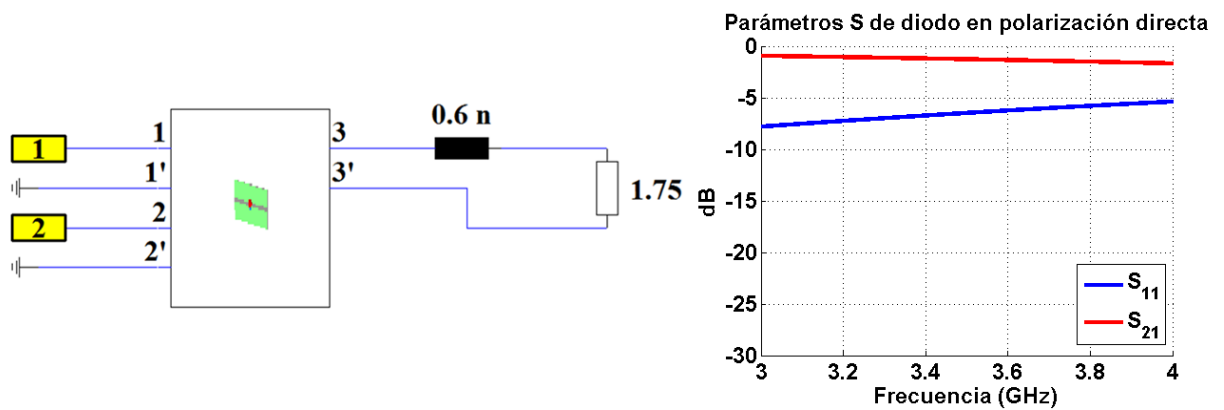


Figura 6.4: Modelo y simulación del diodo PIN en polarización directa mediante *CST Schematic*

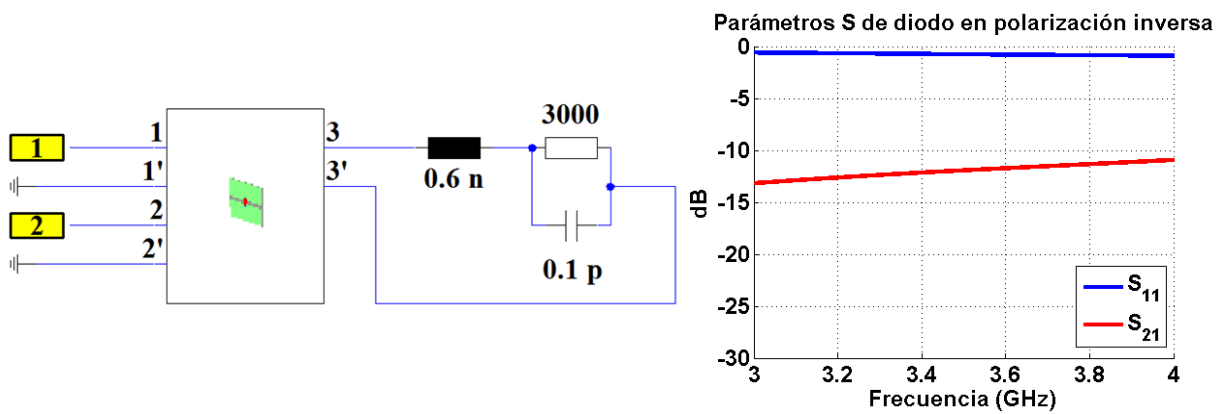


Figura 6.5: Modelo y simulación del diodo PIN en polarización inversa mediante *CST Schematic*

Al simularlo mediante la herramienta *CST Schematic* se observa cómo tanto la transmisión como la reflexión difieren respecto a la simulación meramente teórica de los circuitos RLC. Esto se debe a que en la figura 6.2 únicamente se ha simulado los modelos teóricos sin tener en cuenta ningún tipo de línea, sustrato o encapsulado. Sin embargo, como en CST sí se tienen en cuenta dichos factores se empeora sobre todo en el caso de la polarización directa, donde la reflexión es superior a -10 dB y la transmisión tiene un valor de aproximadamente -2 dB. Para modelar el diodo se han realizado dos patas de metal según las dimensiones indicadas en el *datasheet* y un encapsulado realizado mediante un material extraído de los tutoriales de CST.

Una vez comprobado que es posible simular en CST el circuito equivalente del diodo PIN tanto en polarización directa como en inversa y que los resultados son congruentes con lo esperado, se procede al diseño de la red de alimentación.

En primer lugar se diseña un divisor inicial a partir del cual se basarán todos los divisores que forman la red realizando sobre él ligeras modificaciones por cuestiones de tamaño y posición.

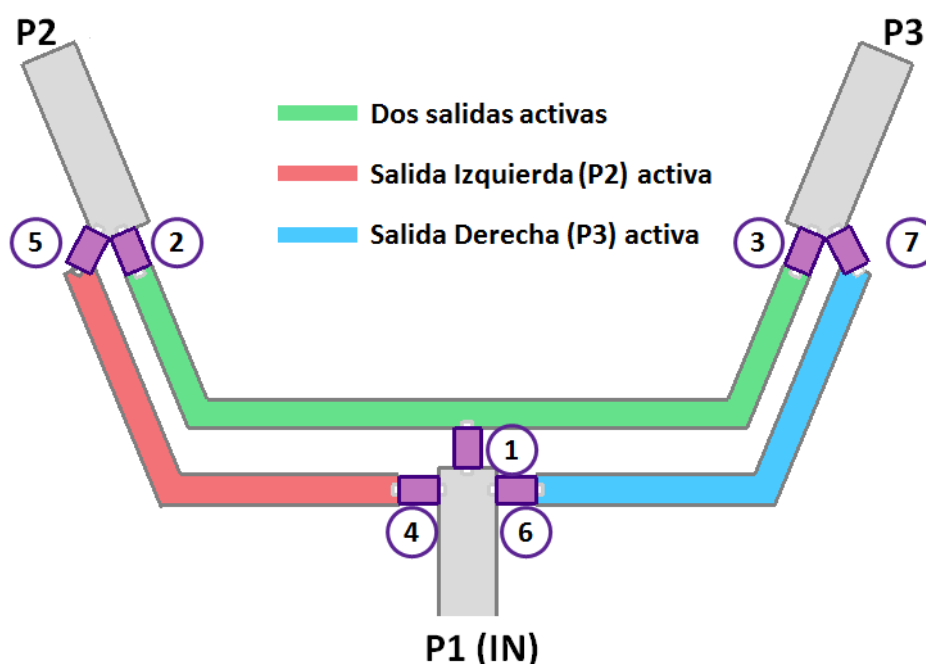


Figura 6.6: Estructura del divisor 1 a 2 con diodos PIN

El diseño plantea tres opciones de recorrido de la señal en función de qué puerta quiera ser activada. La estructura ideada se divide en dos partes: selección de entrada y selección de salida. Todos los divisores comparten la entrada y las dos pistas de salida, todas ellas de 50 Ω . Una vez escogido a qué puertos se desea que llegue la señal, se selecciona en la entrada del divisor qué diodo debe activarse, lo cual implica la activación de aquellos que sean necesarios para que la señal llegue a las pistas de salida, en gris en la figura 6.6. De esta forma, se diseñan tres caminos por cada divisor: uno para activar ambas puertas de salida y otros dos para activar únicamente cada una de las salidas. En caso de querer activarse ambas puertas, deberían polarizarse los diodos 1, 2 y 3 para que permitieran el paso de señal. En caso de quererse activar una única salida, habría que escoger el camino lateral (rojo/azul) mediante el uso de los pines 4 y 5 o 6 y 7, respectivamente. Con este planteamiento y usando los modelos RLC previamente descritos se procede al diseño de este divisor.

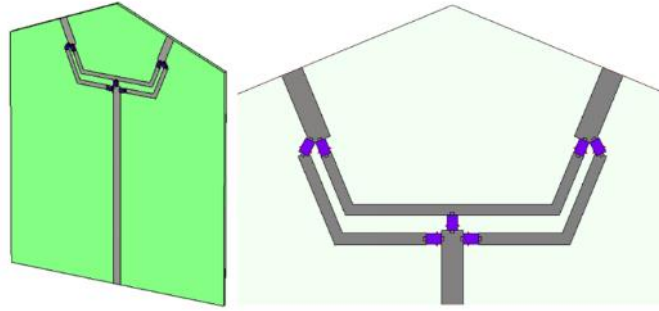


Figura 6.7: Diseño del divisor 1 a 2 con diodos PIN

En este diseño se han optimizado los anchos de pista de tal forma que la transmisión adquirida en cada una de las puertas sea la máxima posible teniendo en cuenta los parámetros S de los diodos. Además, cabe remarcar la importancia de las longitudes de las líneas laterales del divisor. Esta ha sido optimizada de tal forma que la fase que llega a la puerta activada sea lo más cercana posible a la que alcanzaría a dicha puerta en caso de que se hubiese activado ambas puertas. Esta precisión en la fase es necesaria ya que, una vez la red esté completa, es importante que entre puertas activadas no se produzca ningún desfase para no desvirtuar el diagrama de radiación. A continuación se muestran los parámetros S de ambas salidas activadas y del puerto 2 activado. Únicamente se muestra este puerto ya que al ser el camino al puerto 3 simétrico sus resultados en simulación son idénticos.

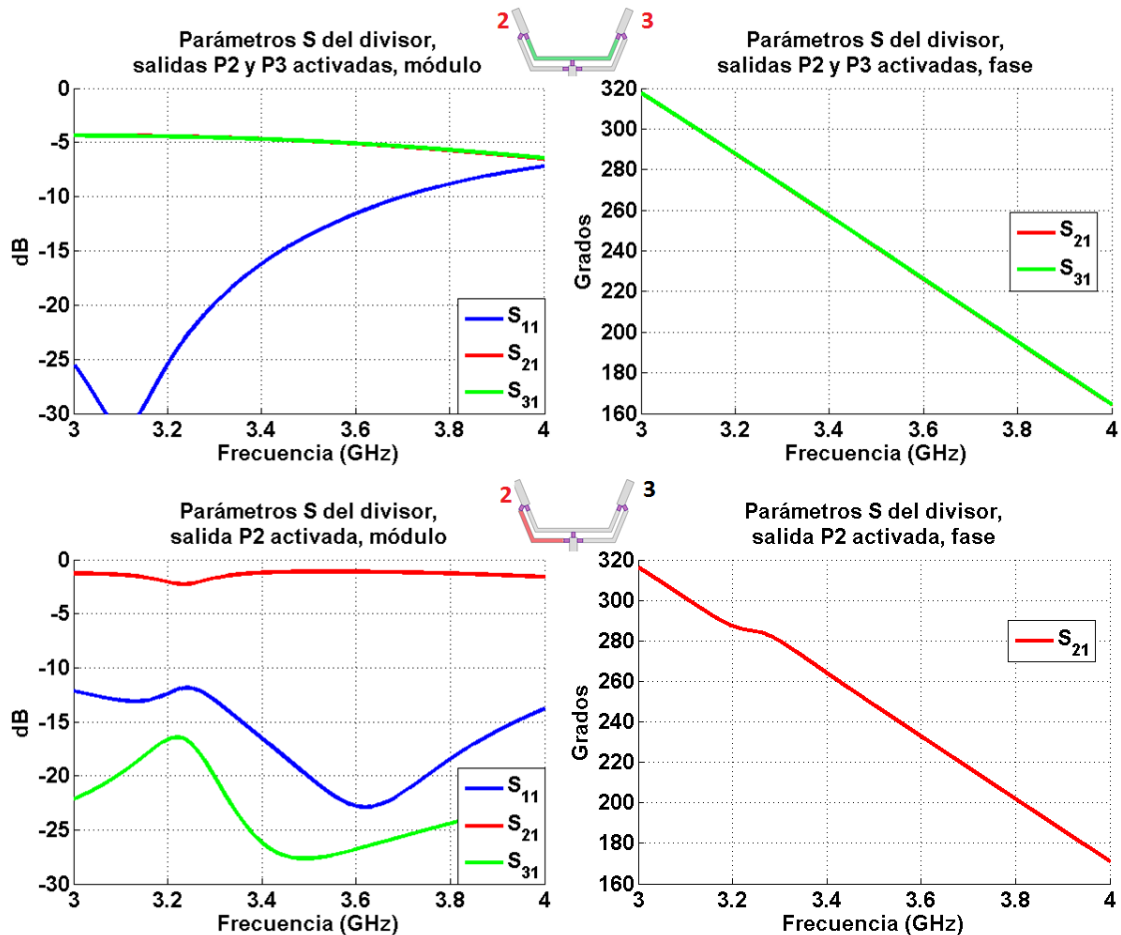


Figura 6.8: Parámetros S del divisor con diodos PIN

En ambos casos, camino central y lateral, se puede observar cómo existen pérdidas de entre 1 y 1.5 dB ya que las transmisiones no son de -3 dB y 0 dB respectivamente. Sin embargo, dichas pérdidas podrían ser solventadas de la misma forma que en el capítulo 5, es decir, con el uso de un amplificador a la entrada. La reflexión, pese a tener unos niveles altos, entran dentro de un rango con el cual se puede trabajar. Por otro lado, las fases a las puertas activadas son idénticas, por lo que no surgirán problemas de desfases indeseados.

La topología de este divisor será utilizada en todos los divisores de la red exceptuando el caso del divisor de entrada, ya que debido al reducido espacio del que se dispone para implementarlo ha sido necesaria la introducción de dos *stub* en las ramas laterales para su correcta adaptación.

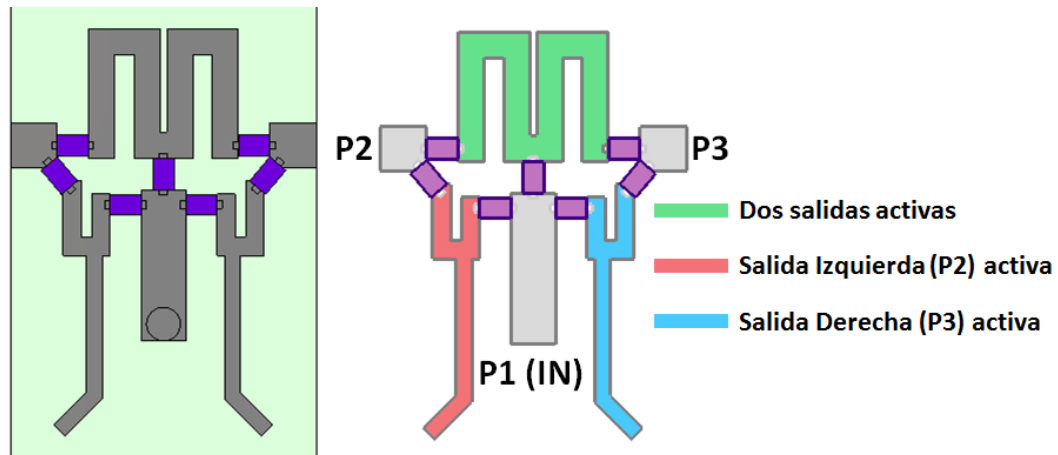


Figura 6.9: Diseño y estructura del divisor central con diodos PIN

Una vez definidos todos los divisores que conforman la red ésta es diseñada y simulada respetando las dimensiones descritas en el punto 4.2.

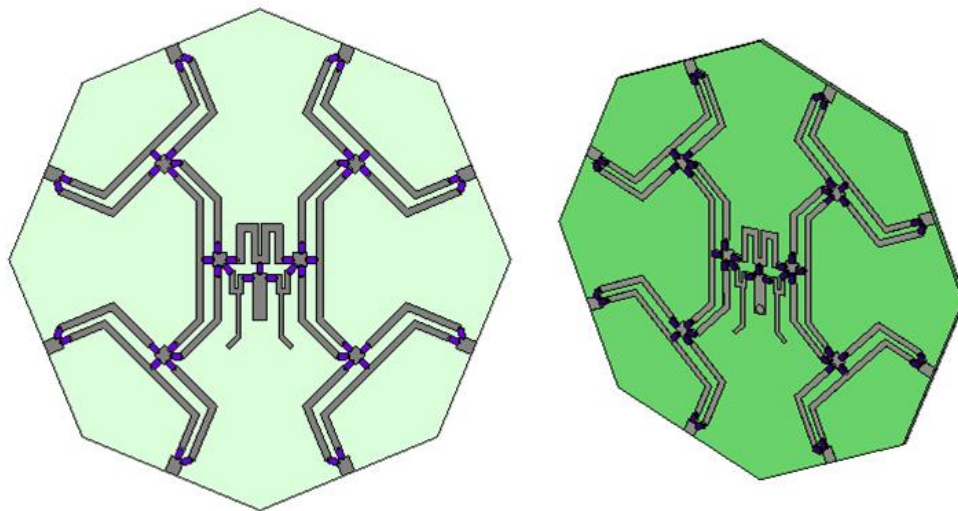


Figura 6.10: Diseño de red de alimentación con diodos PIN

Una vez diseñada la red se realizan una serie de comprobaciones con distintas salidas activas para comprobar su funcionamiento. Para ello, se analizan los parámetros S de las distintas combinaciones y a su vez se cogen los valores de transmisión en módulo y fase y se combinan con una simulación de la antena completa para comprobar el comportamiento que tendría la antena con dichas combinaciones. En las siguientes figuras únicamente se muestran aquellos

parámetros cuyo valor es superior a -40 dB para poder apreciar correctamente las transmisiones y la reflexión de cada combinación.

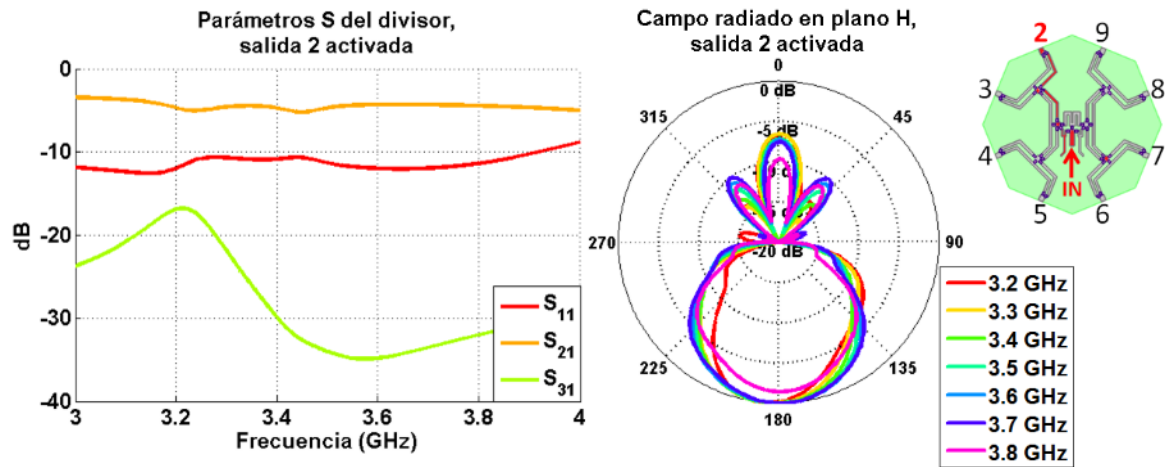


Figura 6.11: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con salida 2 activada

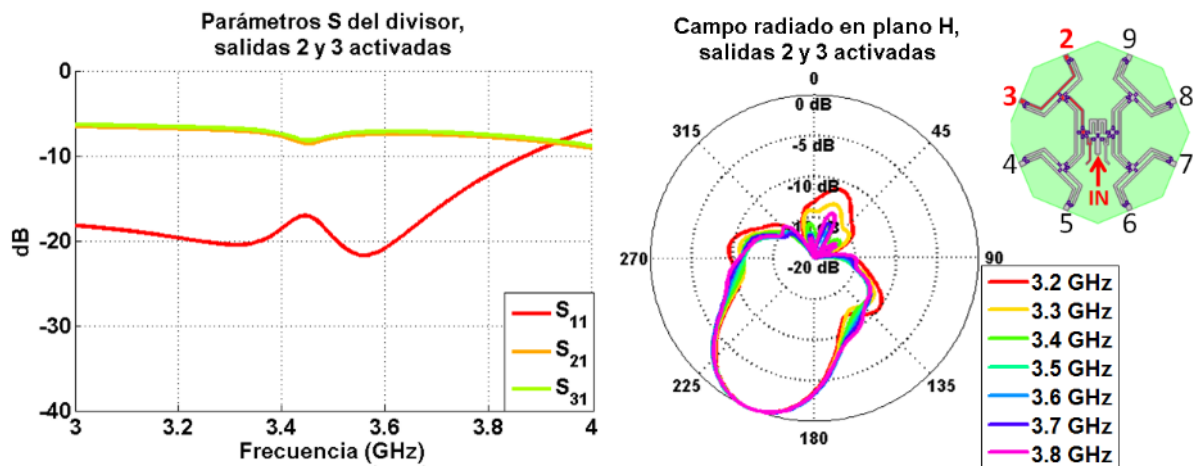


Figura 6.12: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con salidas 2 y 3 activadas

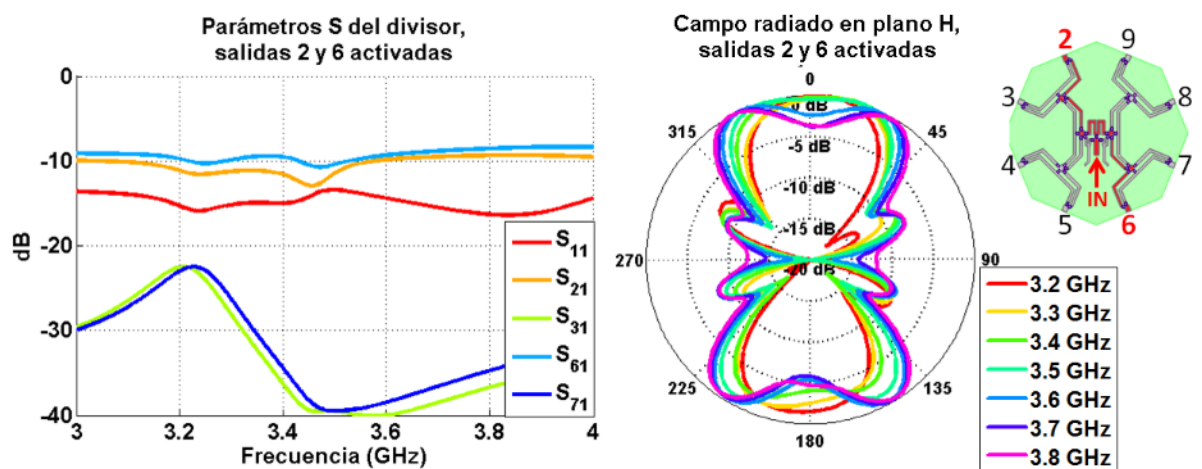


Figura 6.13: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con salidas 2 y 6 activadas

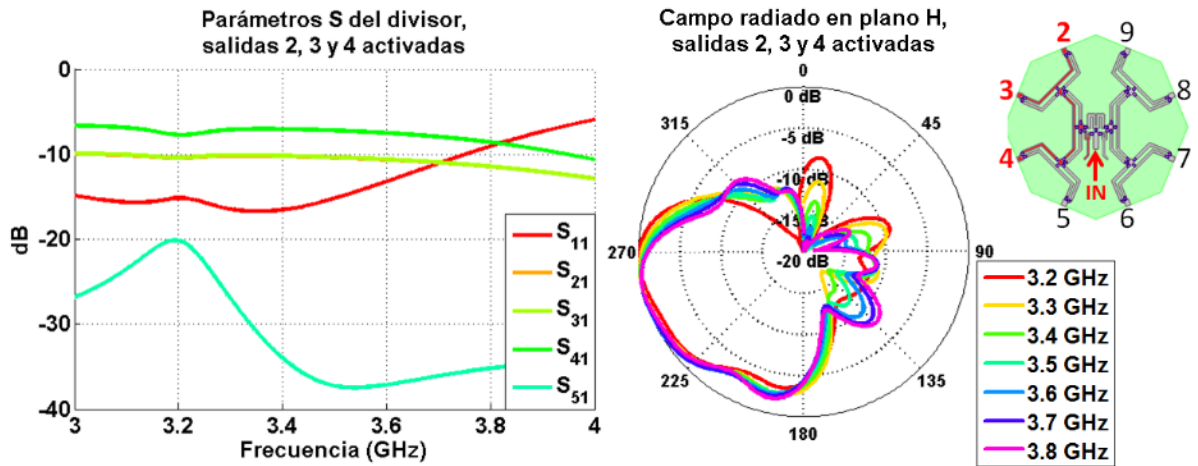


Figura 6.14: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con salidas 2, 3 y 4 activadas

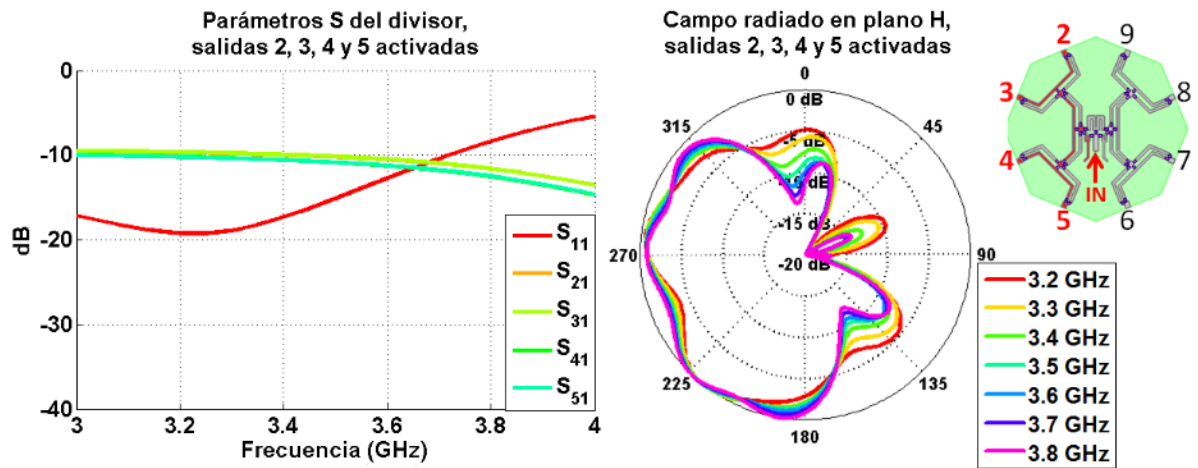


Figura 6.15: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con salidas 2, 3, 4 y 5 activadas

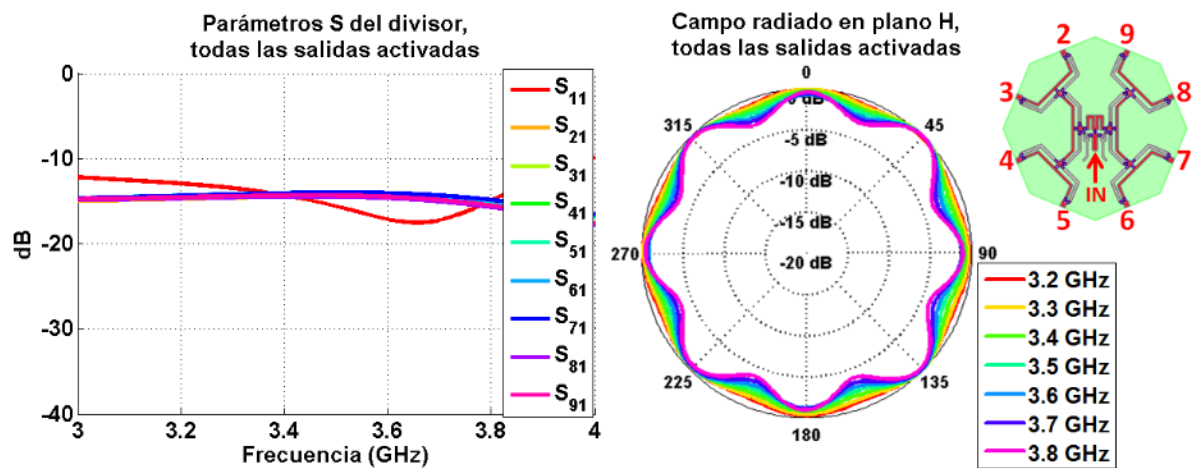


Figura 6.16: Parámetros S de la red con diodos PIN y campo radiado en plano H con todas las salidas activadas

La principal característica que se puede extraer de estas seis figuras es que el comportamiento en transmisión es correcto, consiguiendo valores muy similares en las salidas activadas, pero hay

claras pérdidas. Por ejemplo, en la figura 6.12 se debería conseguir una transmisión cercana a los -3 dB frente a los -7 dB obtenidos. Como se ha comentado previamente, las pérdidas de cada diodo es de en torno a 1 dB, por lo que esta diferencia quedaría justificada. Además, en algunos casos se observa un desbalance entre puertos en la potencia transmitida. En la 6.14, la puerta 4 recibe más potencia que la 2 y la 3. Esto se debe a que mientras en estas dos puertas hay dos niveles de división, en el caso de la puerta 4 únicamente hay uno, es decir, esta puerta se está llevando el doble de potencia que las otras dos. Esto ocurre en todas las configuraciones con un número impar de puertas activadas. También existen desbalances de potencia no causados por diferencias en el número de niveles de división sino por problemas del diseño, como se puede ver en la figura 6.13. Un dato remarcable es el alto aislamiento que se obtiene. En todos los casos, las salidas no activadas tienen valores de transmisión menores de -40 dB, exceptuando el caso de un único parche donde el adyacente a él tiene una transmisión entre -20 y -30 dB. El problema de las pérdidas es solventable con la colocación de un amplificador en la entrada de la red, como en el caso de la red con conmutadores.

En lo relativo a los campos radiados, la forma de todos ellos es la deseada. Cuantos más parches son activados, más se incrementa el ancho de haz del campo radiado. Sin embargo, la ganancia de todos estos diagramas es muy baja respecto al valor que debieran adquirir (entre 3 y 10 dB en función de la configuración) debido a las pérdidas en transmisión. Igualmente, con la solución del amplificador en la entrada este problema quedaría solucionado consiguiendo ganancias válidas para cada configuración.

Por último, se ha construido una placa de evaluación con el diodo PIN modelo BAR64-02 del fabricante Infineon en el cual se ha basado el modelado circuital en las simulaciones. El circuito de montaje es muy sencillo: se coloca el diodo PIN entre dos pistas de RF y se incluyen dos bobinas de choque de 22 nH para la alimentación. En el ánodo se sitúa una pista por la cual entrará la tensión de 5 V la cual se conectará con la entrada del diodo mediante la bobina de choque y de forma análoga se hace una pista a tierra en la salida del mismo. De esta forma, cuando se inserte un voltaje de 5 V se generará una corriente que atravesará el diodo PIN y se irá a tierra a través de la bobina de choque. Cuando haya 0 V, no se generará ninguna corriente y por lo tanto el diodo permanecerá desactivado.

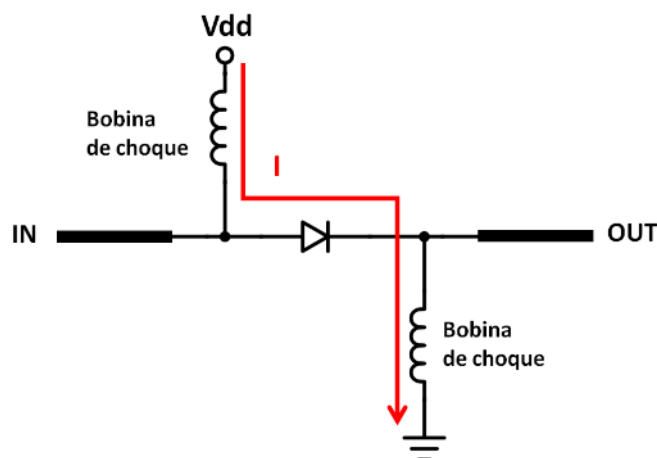


Figura 6.17: Circuito de acondicionamiento del diodo PIN

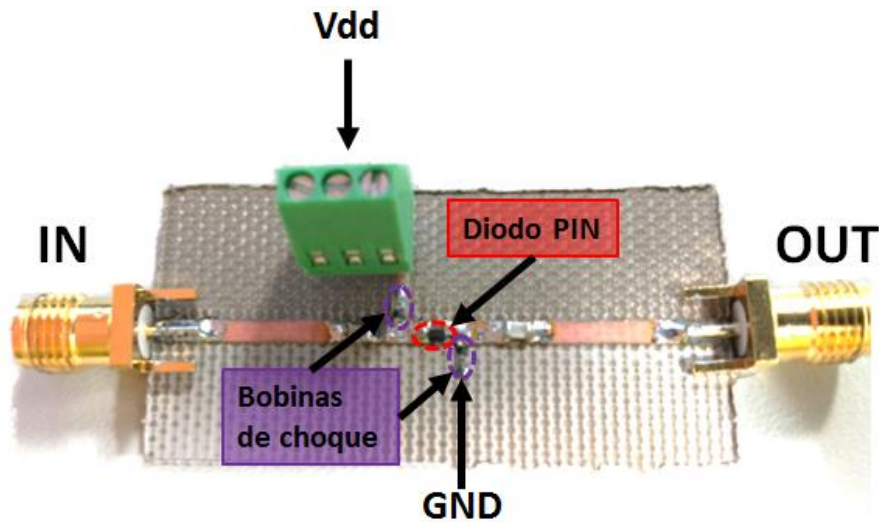


Figura 6.18: Placa de evaluación del diodo PIN

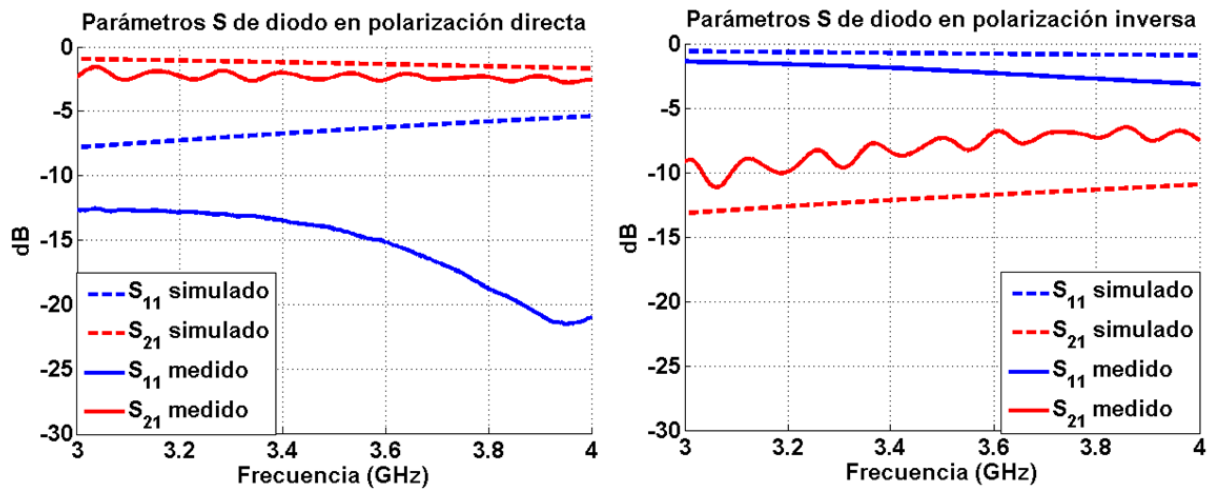


Figura 6.19: Parámetros S del diodo PIN medido frente a simulación

Los parámetros S medidos del diodo PIN son muy similares en transmisión frente a lo simulado. La mayor variación es observada en reflexión, ya que en el caso de que esté activado empeora y ocurre lo contrario en caso de estar desactivado. Aun así, la similitud en transmisión hace que los campos radiados previamente mostrados no varíen demasiado con estos diodos.

Como conclusión, esta prueba de concepto demuestra que es realizable una red reconfigurable capaz de activar cualquiera de las salidas en todas las combinaciones posibles. Con una optimización del circuito de RF se obtendrá un mejor aislamiento y un reparto de potencia más equitativo y con la inclusión de un amplificador se solucionará el problema de pérdidas.

7 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

7.1 CONCLUSIONES

En este Trabajo Fin de Máster se ha diseñado y construido un array conformado de 8 parches apilados con una banda de trabajo que cubre desde los 3.2 GHz hasta los 3.8 GHz. Este trabajo ha sido consecuencia del trabajo Fin de Grado previo del autor y de una publicación posterior, donde se analizaban cuáles eran las mejoras necesarias para dicho trabajo.

Para comprobar la versatilidad de este array se ha diseñado y construido en primer lugar una red de alimentación 1 a 8 con un reparto de potencia equitativo y sin ningún desfase entre sus puertas para conseguir un diagrama de radiación omnidireccional en el plano H. Tras comprobar el correcto funcionamiento de esta red se ha integrado con el array conformado. Para asegurar la ausencia de desfases indeseados, esta red ha sido conectada a la antena mediante el uso de ocho transiciones SMA comerciales idénticas. El comportamiento en radiación de la antena ha sido el esperado, obteniendo un rizado máximo de 4.7 dB en el extremo superior de la banda y un rizado medio de en torno a los 2 dB. Asimismo, se ha demostrado que las variaciones en el rizado son producidos por pequeñas desviaciones en el reparto de fase, comprendidos en los $\pm 4^\circ$, debido a errores de tolerancias en el proceso de fabricación. Frente a la antena presentada en [1] y aplicando las mejoras pertinentes de [2] se ha obtenido un mayor ancho de banda con el uso de parches apilados, lo cual implica una mayor estabilidad en frecuencia del diagrama, y se ha reducido el rizado asegurando el mínimo desfase posible con el uso de transiciones en vez de cables fabricados manualmente.

Posteriormente, se ha realizado una red de alimentación conmutada para poder sectorizar electrónicamente en agrupaciones de dos parches el plano H, consiguiendo por tanto cuatro sectores distintos. Para ello, partiendo de la red para comportamiento omnidireccional previamente mencionada, se ha diseñado una red con dos niveles de conmutación para redirigir la señal al sector deseado. Los componentes utilizados han sido los conmutadores VSWA2-63DR+ de MiniCircuits, los cuales ofrecen un alto aislamiento y pocas pérdidas. Sin embargo, estas pérdidas no son nulas por lo que ha sido necesario introducir un amplificador ECG001B de TriQuint a la entrada de la red. Los parámetros S de la red muestran un gran aislamiento, nunca superando los -30 dB de transmisión a las puertas no seleccionadas. Al integrar esta red con el array conformado se observa una perfecta sectorización, con cuatro direcciones de apuntamiento claramente definidas. Además, se obtiene una ganancia de 17 dB, mayor de lo esperado debido a la fase de amplificación introducida.

Por último, se presenta el diseño de una red de alimentación que aúna las dos previamente descritas, es decir, ofrece la posibilidad de obtener un diagrama de radiación omnidireccional o sectorial. Para ello se ha hecho uso de los diodos PIN, un tipo de diodo utilizado habitualmente en alta frecuencia para conmutar. En función de si le atraviesa una corriente o no, el diodo permitirá el paso de la señal de RF. Por lo tanto, con la topología presentada se puede obtener una versatilidad máxima ya que se puede activar las puertas que se desee. Tras simular el comportamiento de la red con el modelo circuital se obtienen resultados satisfactorios, obteniendo diversos campos radiados con distintos números de salidas activadas. Finalmente, se ha realizado la medida de un único diodo PIN, obteniendo unos resultados en transmisión y reflexión muy cercanos a los obtenidos con el modelo circuital. Por lo tanto, se puede concluir que la construcción de esta red es plausible y que su funcionamiento será el deseado.

Debido a los resultados obtenidos durante todo el Trabajo Fin de Máster, se espera que tanto la antena conformada con red conmutada para obtener una cobertura sectorial, como la misma antena con red de diodos PIN que permita una cobertura omnidireccional o sectorial no simultánea pero conmutable, puedan generar sendas publicaciones en revistas internacionales de alto factor de impacto, tales como *Microwave Optical and Technology Letters* (JCR: 0.568), *Electronic Letters* (JCR: 0.93) o *IEEE-Antennas Wireless and Propagation Letters* (JCR: 1.579).

De hecho, es necesario remarcar que con los resultados obtenidos en el Trabajo Fin de Grado previo y con los iniciales de este Trabajo Fin de Máster, se ha abierto una línea paralela de investigación en el grupo RFCAS en la cual se ha desarrollado un array conformado omnidireccional en banda Ku utilizando la tecnología de guía de onda radial. Esta nueva topología proporciona un sistema radiante muy compacto, de muy bajas pérdidas y apto para aplicaciones de alta potencia. Este trabajo ha suscitado un gran interés entre la comunidad científica ya que ha generado una publicación [11] en el congreso de antenas más importante a nivel europeo (European Conference on Antennas and Propagation 2016 o EUCAP 2016, celebrado en Davos, Suiza), del que la autora de este TFM figura como co-autora, y ha sido nominado al premio a mejor artículo de dicha conferencia en la categoría de "Diseño de Antenas".

7.2 TRABAJO FUTURO

La principal rama a seguir en este trabajo parte de la última red diseñada, es decir, la red con diodos PIN. En este trabajo se ha presentado un diseño de una red conmutada con diodos PIN con la cual se puede obtener la activación de cualquier puerta que se desee. Mediante simulaciones y la medida de un único diodo PIN queda demostrado que la realización de esta red es posible. Sin embargo, por falta de tiempo esta red no ha podido ser construida y verificada. Por ello, se propone como principal línea de trabajo futuro la construcción, comprobación y reajuste de esta red, así como su integración con la antena construida en este trabajo para comprobar su comportamiento en radiación. A su vez, se recomienda el uso de la Arduino para controlar los componentes, pero podría estudiarse alguna forma aún más compacta para la alimentación de los mismos.

El siguiente paso natural una vez construida y validada la antena conformada reconfigurable electrónicamente usando diodos PIN, a más largo plazo, sería el desarrollo de un software de control para proporcionar inteligencia al diagrama de radiación (lo que se conoce como antena inteligente) y proporcionarle la capacidad de reconfiguración automática en función de ciertos parámetros o necesidades de los usuarios.

Por otro lado y debido a su carácter omnidireccional/sectorial, la antena conformada diseñada podría ser utilizada en aplicaciones de radiogoniometría lo que supondría una nueva línea de estudio y aplicación para el grupo RFCAS.

Finalmente y como consecuencia de la versatilidad que se observa en este Trabajo Fin de Máster, se propone la creación de un array conformado en guía de onda radial, como el mencionado al término del apartado de conclusiones, que sea capaz de obtener dicha versatilidad en su diagrama de radiación.

8 REFERENCIAS

- [1] Trabajo Fin de Grado, “Diseño de antenas de parches conformadas para sistemas de comunicaciones de banda ancha”, Paula Sánchez Dancausa, 2014
- [2] Sánchez-Dancausa, P.P, Masa-Campos, J.L., Sánchez-Olivares, P., Garcia-Marin, E., “Omnidirectional Conformal Patch Antenna at S-Band with 3D Printed Technology”, *Progress In Electromagnetic Research C*, vol. 64, pp. 43-50, 2016
- [3] Balanis, C.A., “Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition”. John Wiley & Sons Inc, 2005
- [4] Josefsson, L., Persson, P., “Conformal Array Antenna Theory and Design”, Wiley-IEEE Press, 2006
- [5] Cardama, Jofre, Rius, Romeu, Blanch, Ferrando, Antenas, UPC 2002.
- [6] José Luis Masa Campos. Antenas y Compatibilidad Electromagnética, 2014. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de la Telecomunicación, impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [7] Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Medios de Transmisión, 2012. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de la Telecomunicación, impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [8] José Luis Masa Campos, Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Antenas y circuitos de alta frecuencia, 2009. Asignatura de máster impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [9] <http://www.taconic-add.com/pdf/rf35.pdf>
- [10] Proyecto Fin de Carrera, “Array de antenas de parche con polarización dual lineal/circular y apuntamiento variable para comunicaciones WiMax a 3.5 GHz”, Víctor Luzón Mesas, 2011
- [11] Sanchez-Olivares, P., Haro-Baez, R. V., Sanchez-Dancausa, P. P, Masa-Campos, J. L. and Ruiz-Cruz, J.A., "Conformal array antenna fed by radial-waveguide divider for omnidirectional coverage at Ku band," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland, 2016, pp. 1-5

ANEXOS

A. SOFTWARE

Las herramientas software utilizadas en este Trabajo Fin de Grado han sido las siguientes:

A.1 CST MICROWAVE STUDIO

CST Microwave Studio es la principal herramienta utilizada en el diseño de este trabajo.

Se trata de un software especializado en la simulación 3D de campos electromagnéticos de circuitos de alta frecuencia.

Con este programa se pueden analizar infinidad de dispositivos como pueden ser filtros, antenas o acopladores. A su vez, permite la importación y exportación de múltiples formatos de archivos, como pueden ser aquellos para diseño tridimensional (STL), archivos .txt con datos de simulación que permiten el procesamiento de resultados en otro software o archivos DXF para poder extraer planos.

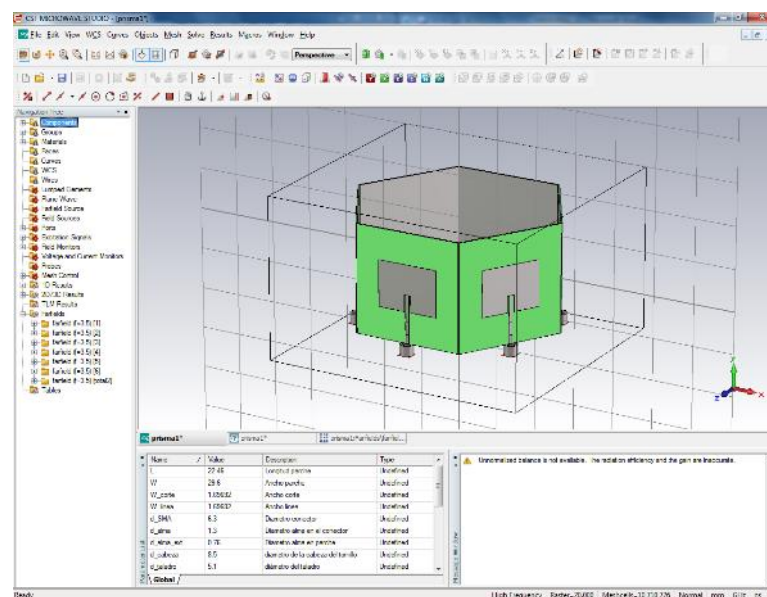


Figura A.1: Interfaz de CST

A.2 ADVANCED DESIGN SYSTEM (ADS)

ADS es un software de diseño y simulación circuital para radiofrecuencia, microondas y aplicaciones digitales de alta velocidad.

Su entorno de desarrollo contiene múltiples librerías que permiten el diseño de circuitos de alta frecuencia, permitiendo mostrar los resultados de las simulaciones de forma personalizada. También es capaz de generar *layouts* o ‘planos’ de los circuitos diseñados, de los cuales se pueden extraer los ficheros necesarios para la construcción del diseño.

ADS también permite, al igual que CST, importar y exportar múltiples archivos, como pueden ser de parámetros S o diversos ficheros para la construcción, en este caso, *gerber*.

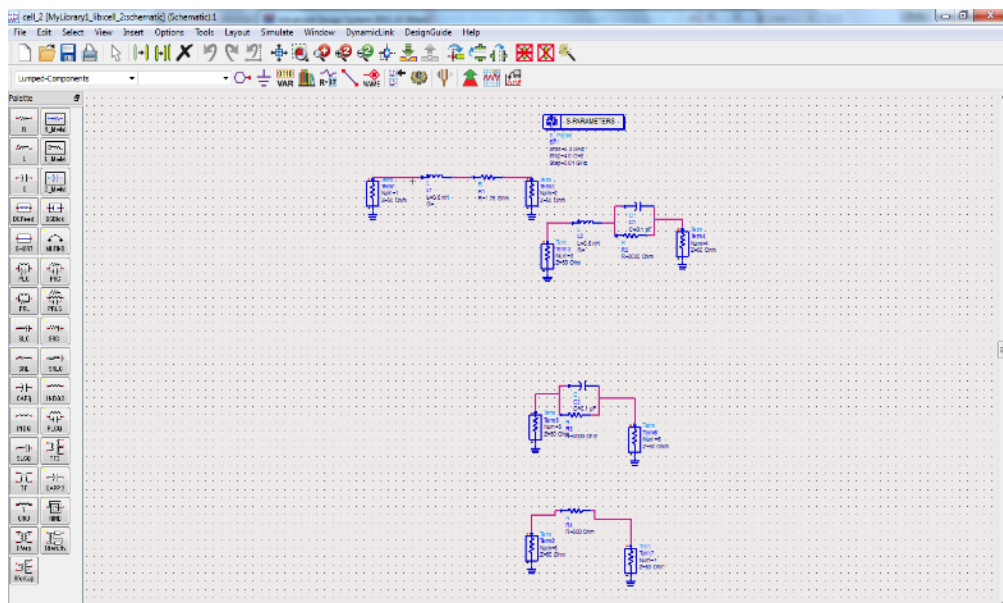


Figura A.2: Interfaz de ADS

B. FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS

B.1 FABRICACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS

En este trabajo se ha realizado la construcción de ocho parches apilados y dos redes de alimentación con tecnología de sustrato integrado en circuitos impresos. Para ello se ha utilizado la máquina de fresado de PCB's LPKF ProtoMat S100 propiedad de la Escuela con la cual se puede alcanzar la precisión necesaria para esta construcción.

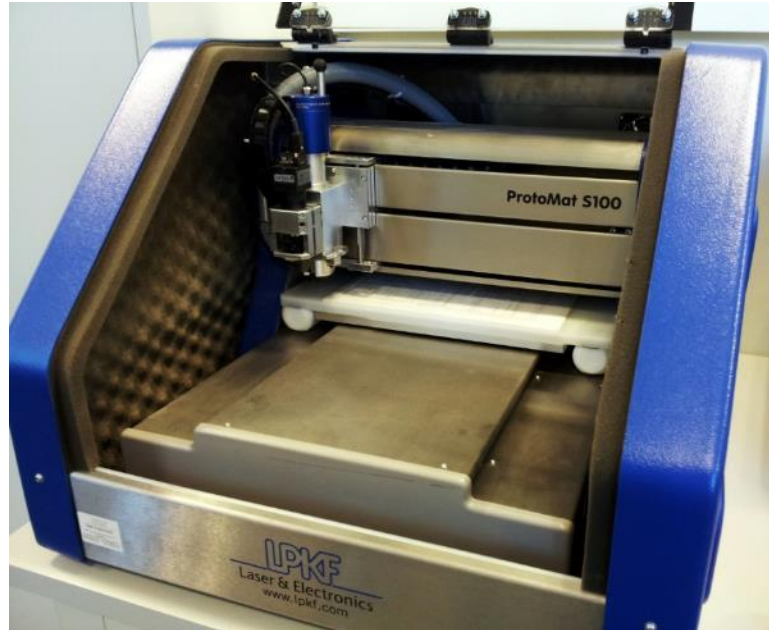


Figura B.1: Máquina de fresado LPKF ProtoMat S100

Para realizar la construcción de un circuito impreso a partir del diseño software se siguen los siguientes pasos:

- Se toma como punto de partida el diseño 3D realizado en CST Microwave Studio, el cual será exportado en formato DXF. En caso de las placas diseñadas en Autocad, se pasa al siguiente punto.
- Los ficheros DXF son importados en *AutoCAD*, donde se seleccionarán las capas necesarias para la construcción (*taladros*, *contorno*, *top* y *bottom*).
- Los ficheros DXF generados en Autocad son importados en ADS donde se guardan como ficheros *gerber*.
- Se importan los ficheros *gerber* mediante el software de creación de PCB CircuitCAM. Se especifica la forma de trabajo de la fresadora así como las herramientas que deben ser utilizadas, como pueden ser las *spiral drill* para taladrar o las *end mil* para quitar el cobre. A su vez, se define el diámetro de las mismas. Se genera un archivo LMD.

Se transfiere el archivo LMD al entorno de trabajo de BoardMaster, el cual permite posicionar la placa a construir dentro de unas coordenadas de una plancha de sustrato predefinidas. Mediante una serie de tareas, este programa se comunica con la máquina de fresado para construir el circuito.

B.2 CONEXIONADO Y SOLDADURA

Todos los circuitos impresos realizados han sido soldados manualmente en la Escuela Politécnica Superior. Debido al reducido tamaño de muchos de los componentes utilizados, es necesario el uso de distintas herramientas de precisión.

En primer lugar, se utiliza un microscopio Motic para poder visualizar correctamente tanto el circuito como cada uno de los componentes que lo componen. Además de unas lentes de alta calidad y un zoom de hasta x5.0, este microscopio cuenta con dos fuentes de luz independientes, una inferior y otra superior.

A la hora de soldar, se utiliza una estación de soldadura de precisión, la cual permite mediante estaño conexionar correctamente los circuitos. La estación cuenta con una gran cantidad de puntas intercambiables, de distinto grosor y forma, específicos para distintos usos.



Figura B.2: Microscopio Motic y estación de soldadura de precisión

C. MEDIDAS EN CÁMARA ANECOICA

Todas las medidas de radiación presentadas en este trabajo han sido realizadas en la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior. La cámara, forrada internamente con material absorbente para eliminar cualquier interferencia electromagnética, utiliza un analizador de redes tanto para transmitir la señal como para recibirla. A su vez, cuenta con una plataforma giratoria donde se colocarán las antenas a medir. Por último, se utilizan dos bocinas piramidales para adquirir el nivel de señal y una para realizar las medidas de la antena.

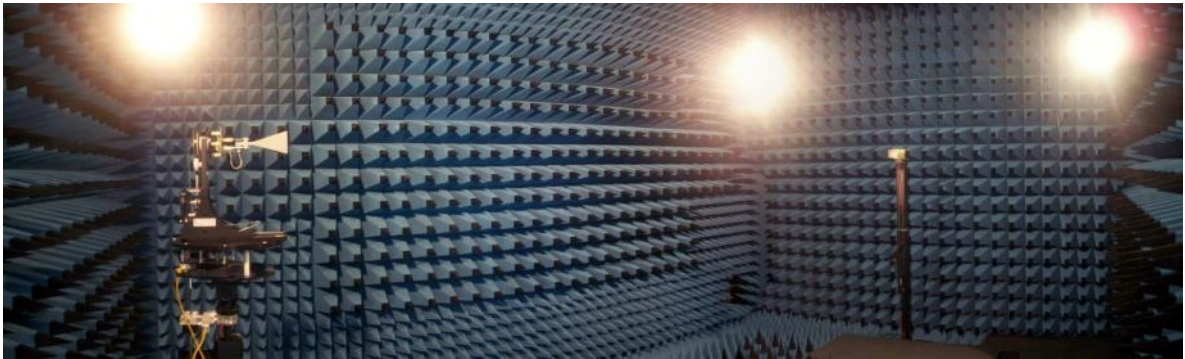


Figura C.1: Cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior

El proceso a seguir a la hora de realizar cualquier medida en radiación es el siguiente:

- Previamente a la primera medida, es necesario encender los amplificadores que se sitúan tanto a la entrada de la antena transmisora como a la salida de la receptora para que tomen temperatura. Estos amplificadores son necesarios ya que dentro de la cámara se producen multitud de pérdidas debido a la longitud de los cables de medidas.
- Situar en ambos extremos de la cámara las dos bocinas necesarias en función del nivel de frecuencia totalmente alineadas. De esta forma se extrae el nivel de señal necesario para posteriormente extraer la ganancia.
- Sustituir la bocina situada en la torre de medida por la antena a medir. Colocarla en la posición deseada en función del plano que se quiera medir. Colocar la otra bocina en la posición necesaria para poder medir la componente deseada.
- Configurar el analizador de redes en función del rango de frecuencias y resolución que se desea medir.
- Iniciar el software de medida, configurar el tipo de rotación y el ángulo de giro.

Durante la medida, el software maneja el analizador de redes generando señales de RF y adquiriendo medidas del parámetro de transmisión en todas las frecuencias por cada punto de rotación. A su vez, controla el giro de la antena medida. Una vez finalizado el giro especificado, utiliza las medidas extraídas para calcular el diagrama de radiación en cada frecuencia, los cuales son exportados para su posterior uso.

D. COMPARATIVAS DE DIAGRAMAS DE RADIACIÓN

D.1 DIAGRAMAS RADIADOS EN COMPORTAMIENTO OMNIDIRECCIONAL, EXTENSIÓN DE CAPÍTULO 4

D.1.1 Diagramas normalizados

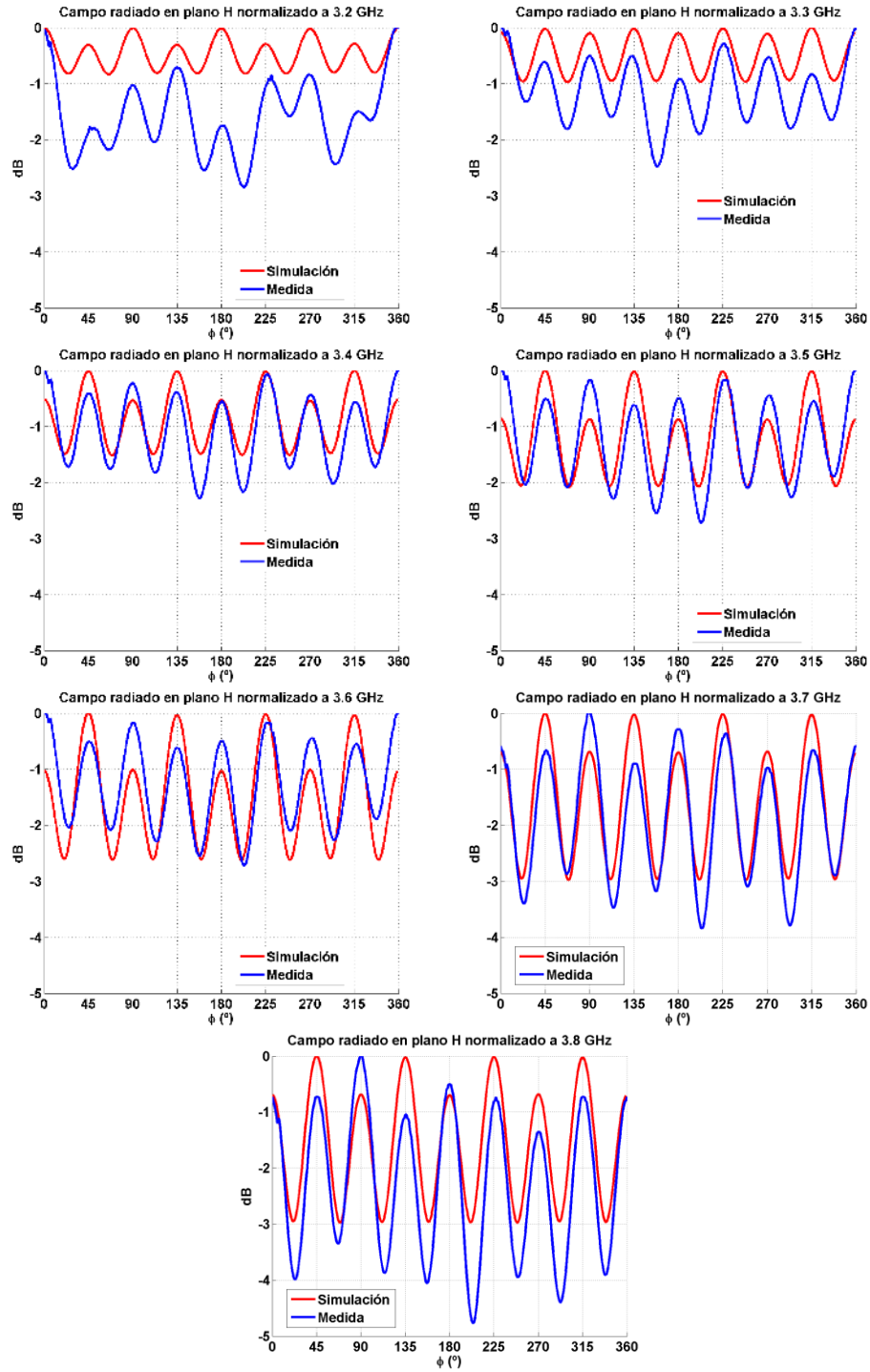


Figura D.1: Campo radiado normalizado comparativa entre medida y simulación para comportamiento omnidireccional

D.1.2 Diagramas en ganancia

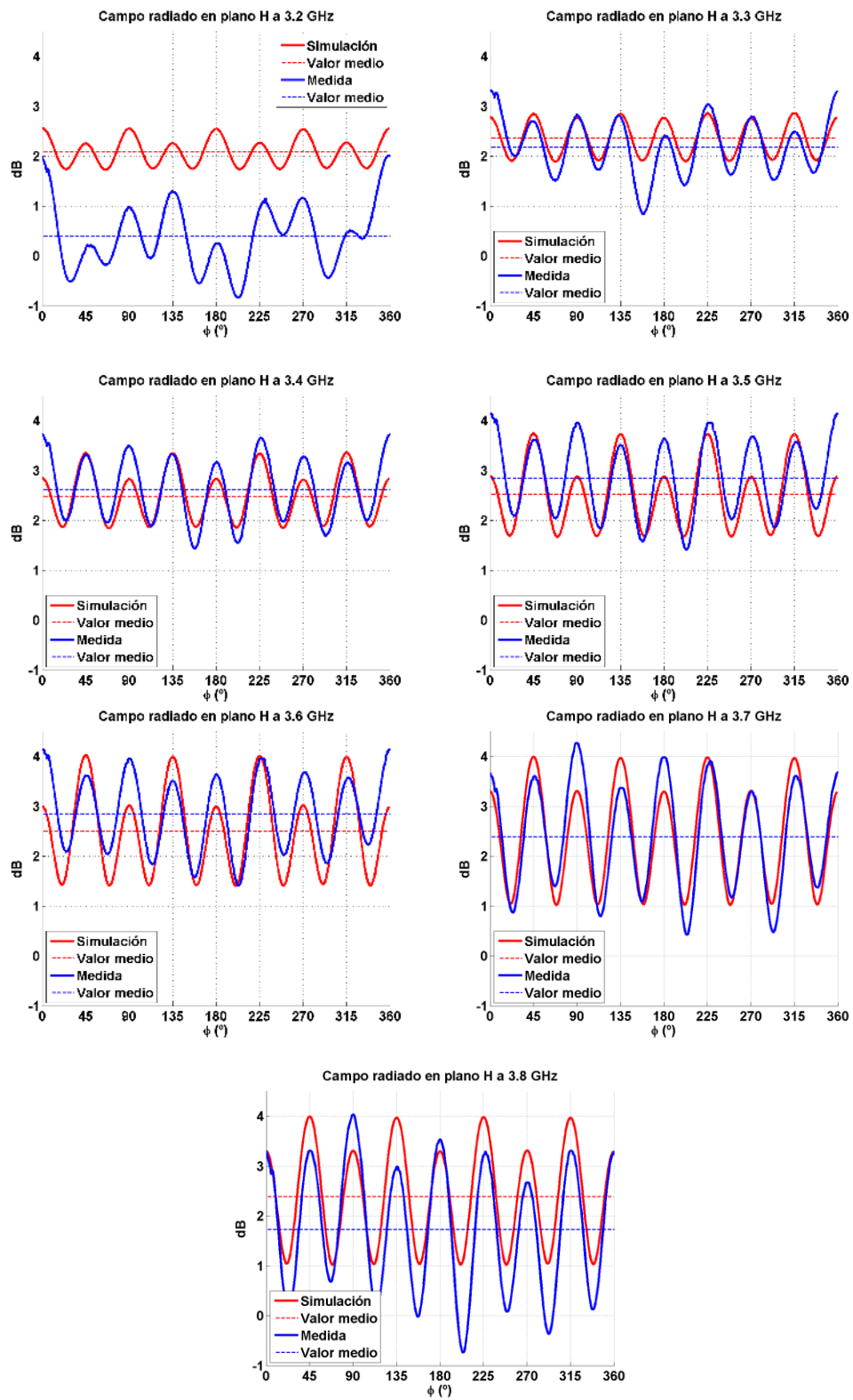


Figura D.2: Campo radiado comparativa entre medida y simulación para comportamiento omnidireccional

D.2 DIAGRAMAS RADIADOS EN COMPORTAMIENTO SECTORIAL CON CONMUTADORES, EXTENSIÓN DE CAPÍTULO 5

D.2.1 Diagramas normalizados

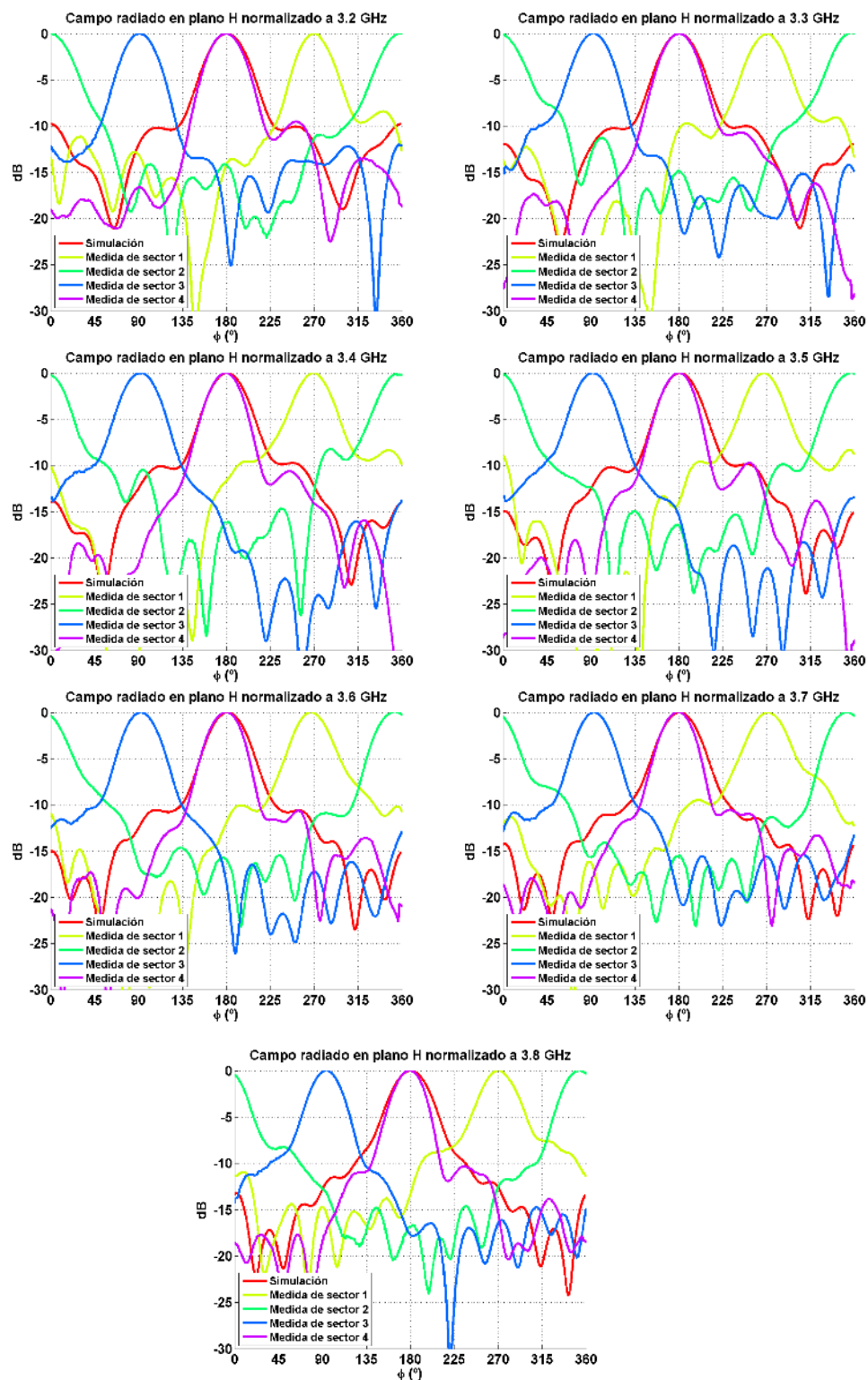


Figura D.3: Campo radiado, comparativa entre medida y simulación para comportamiento sectorial

D.3 DIAGRAMAS RADIADOS EN COMPORTAMIENTO SECTORIAL Y OMNIDIRECCIONAL CON CONMUTADORES, EXTENSIÓN DE CAPÍTULO 6

D.3.1 Diagramas normalizados para salida 2 activada

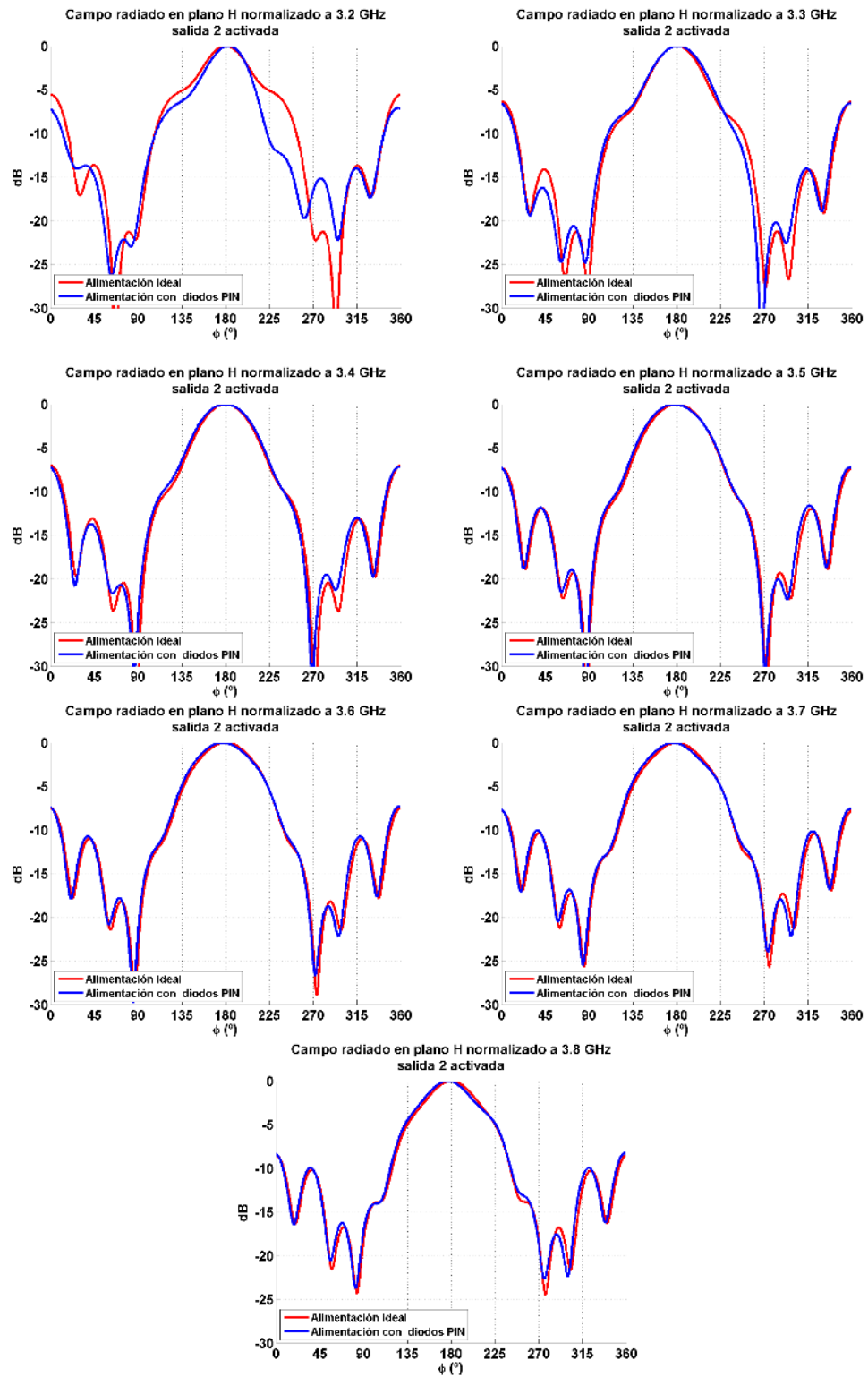


Figura D.4: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con salida 2 activada

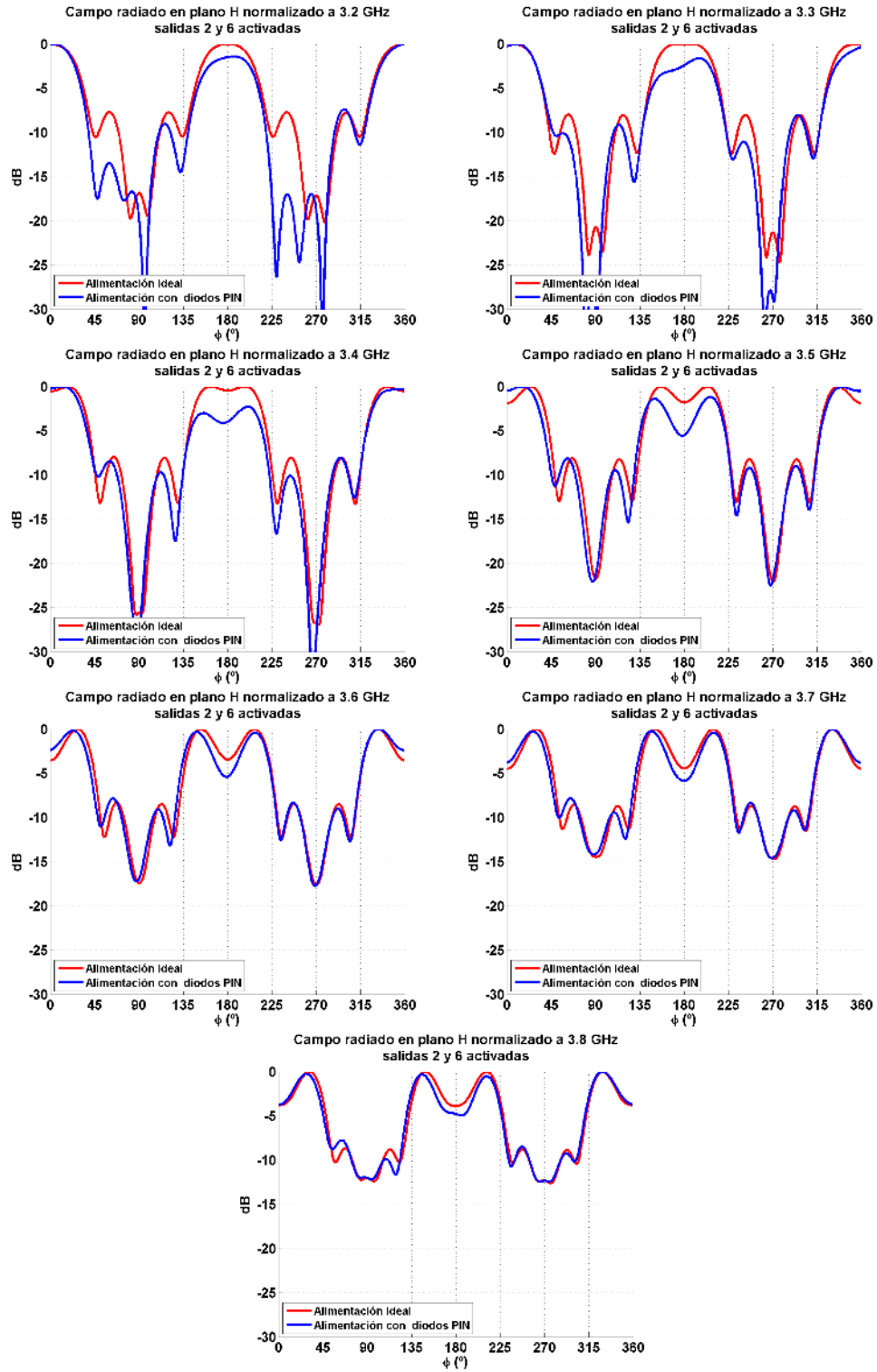


Figura D.5: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con salidas 2 y 6 activadas

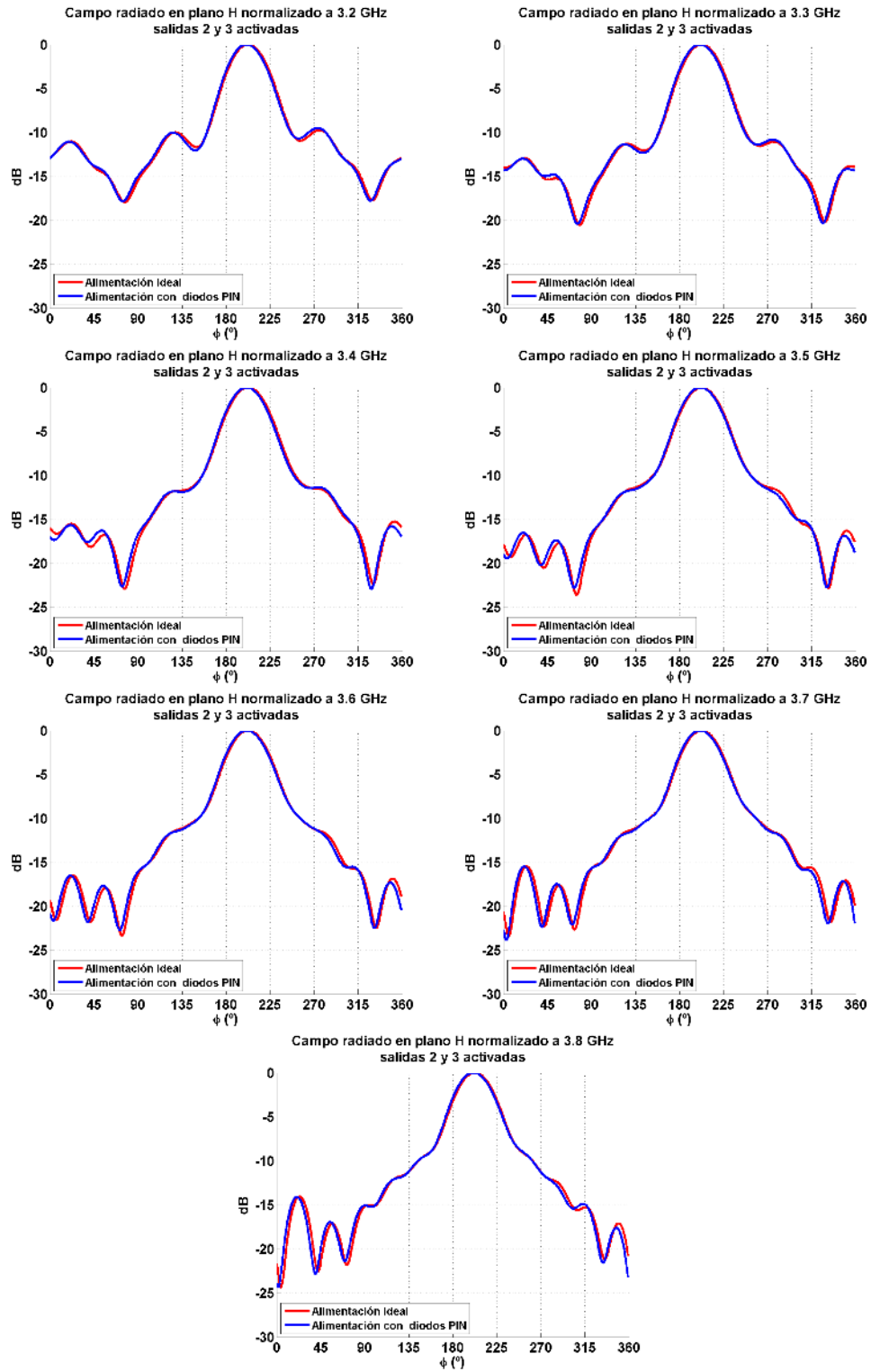


Figura D.6: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con salidas 2 y 3 activadas

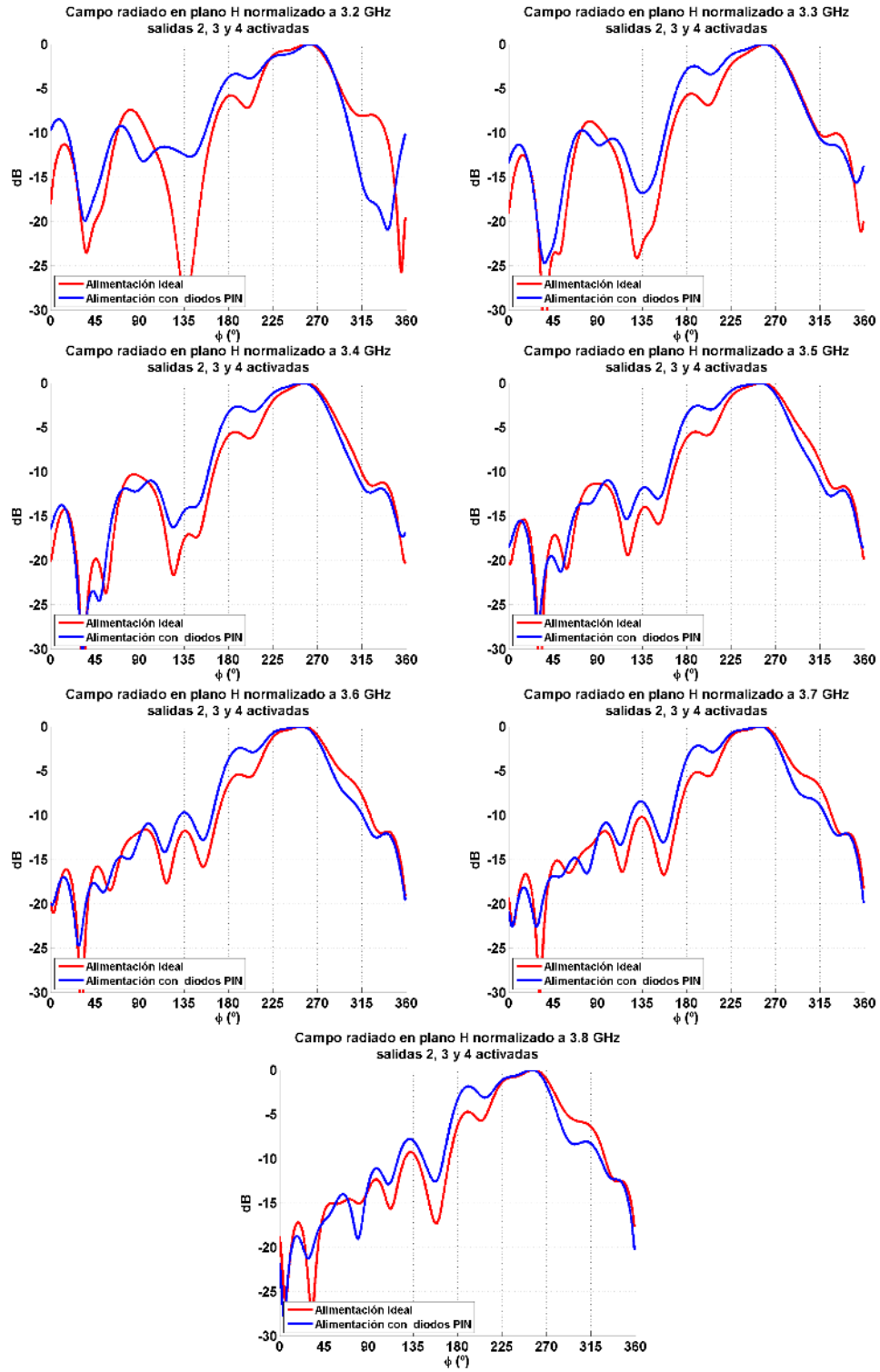


Figura D.7: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con salidas 2, 3 y 4 activadas

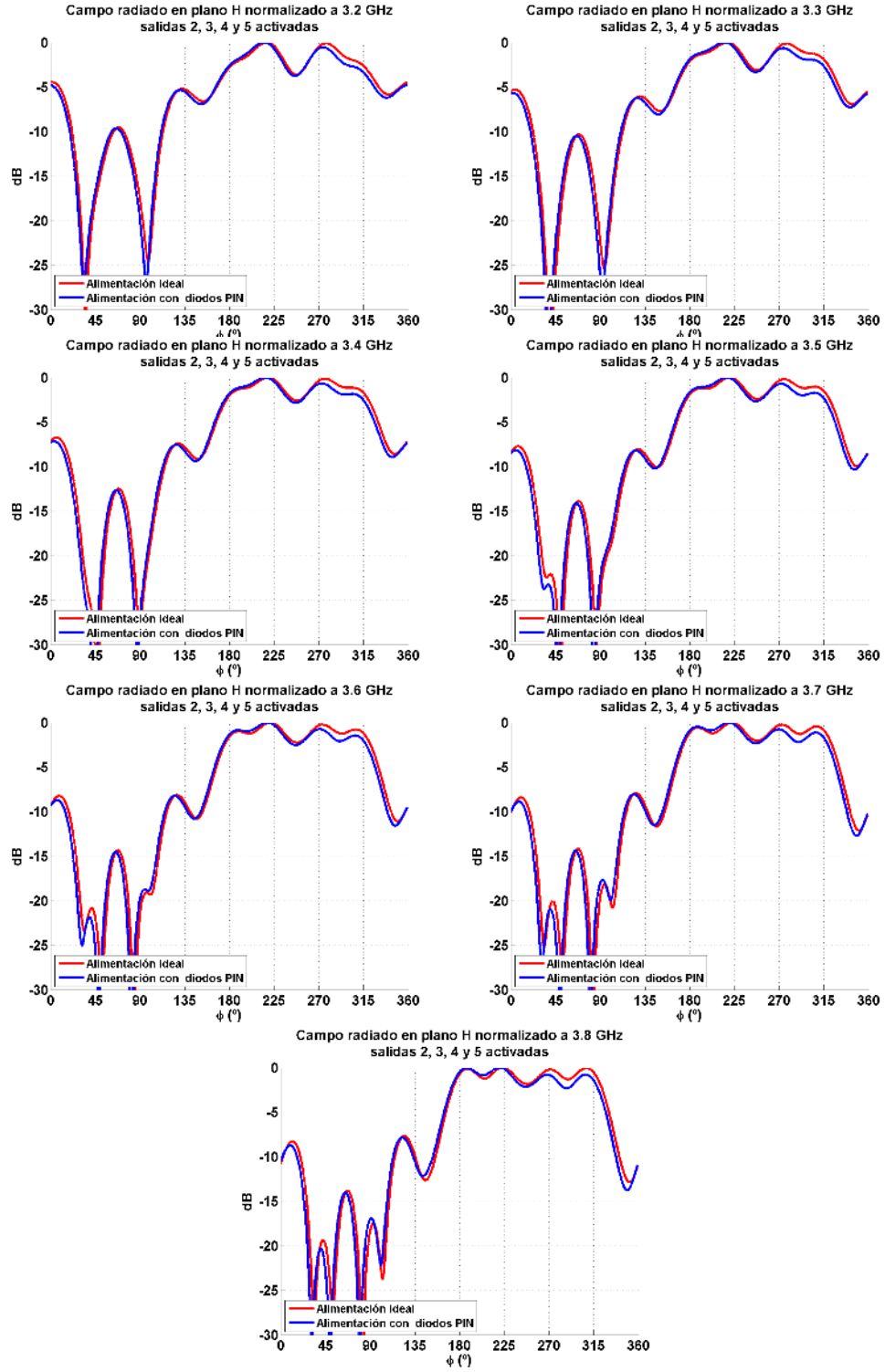


Figura D.8: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con salidas 2, 3, 4 y 5 activadas

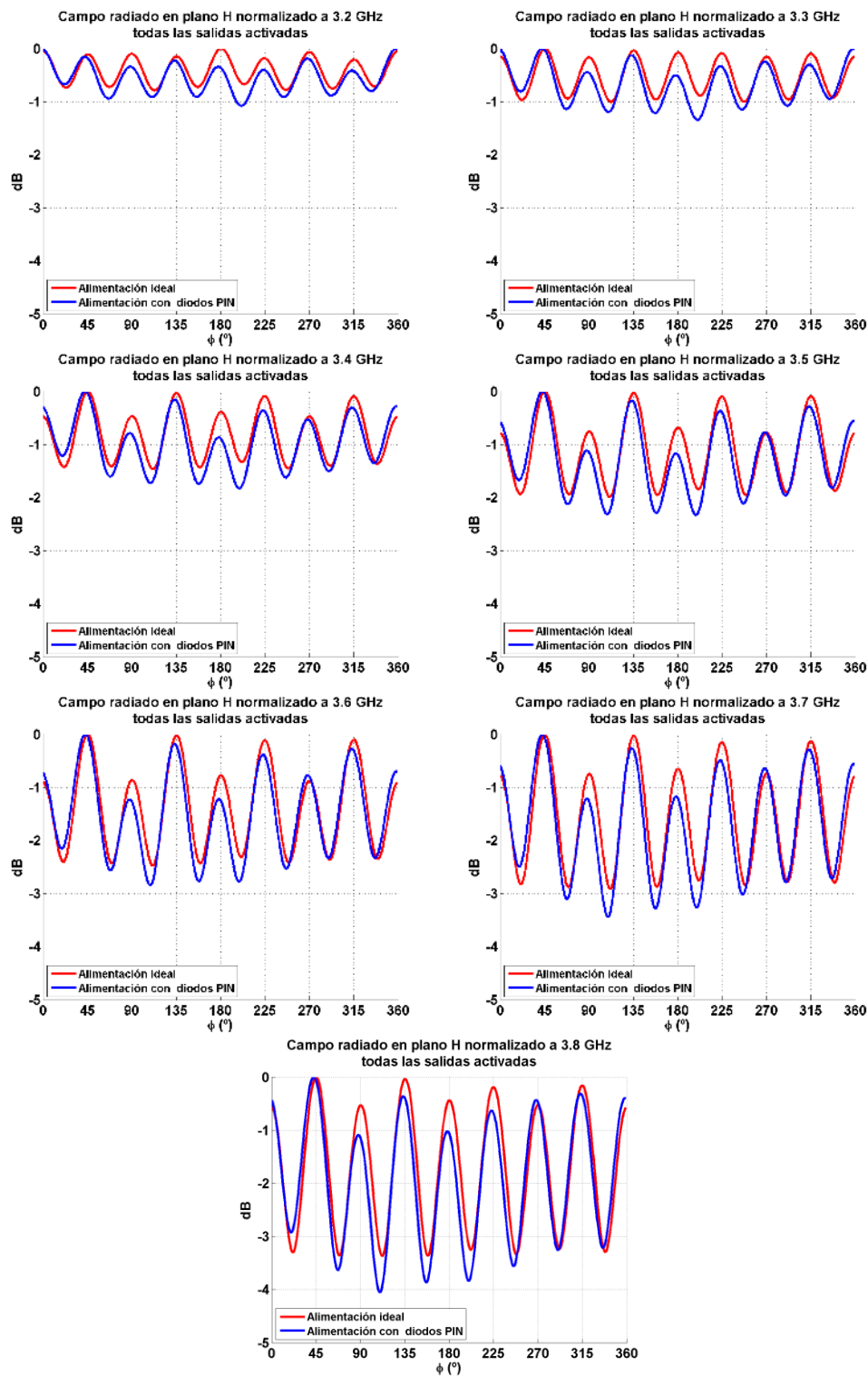


Figura D.9: Campo radiado normalizado, comparativa entre simulación y medidas con todas las salidas activadas

E. HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES ELECTRÓNICOS

E.1 AMPLIFICADOR ECG001B DE TRIQUINT SEMICONDUCTOR

ECG001B InGaP HBT Gain Block



Product Features

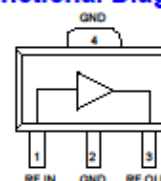
- DC – 6 GHz
- +12.5 dBm P1dB at 1 GHz
- +25 dBm OIP3 at 1 GHz
- 22 dB Gain at 1 GHz
- 3.4 dB Noise Figure
- Available in lead-free / green SOT-89 pkg style
- Internally matched to 50 Ω

Product Description

The ECG001B is a general-purpose buffer amplifier that offers high dynamic range in a low-cost surface-mount package. At 1000 MHz, the ECG001B typically provides 22 dB of gain, +25 dBm Output IP3, and +12.5 dBm P1dB.

The ECG001B consists of Darlington pair amplifiers using the high reliability InGaP/GaAs HBT process technology and only requires DC-blocking capacitors, a bias resistor, and an inductive RF choke for operation. The device is ideal for wireless applications and is available in a low-cost, surface-mountable lead-free/green/RoHS-compliant SOT-89 package. All devices are 100% RF and DC tested.

Functional Diagram



Function	Pin No.
Input	1
Output/Bias	3
Ground	2, 4

Applications

- Mobile Infrastructure
- CATV / FTTX
- W-LAN / ISM
- RFID
- WiMAX / WiBro

The broadband MMIC amplifier can be directly applied to various current and next generation wireless technologies such as GPRS, GSM, CDMA, and W-CDMA. In addition, the ECG001B will work for other various applications within the DC to 6 GHz frequency range such as CATV and mobile wireless.

Specifications ⁽¹⁾

Parameter	Units	Min	Typ	Max
Operational Bandwidth	MHz	DC		6000
Test Frequency	MHz		1000	
Gain	dB		22.2	
Output P1dB	dBm		+12.5	
Output IP3 ⁽²⁾	dBm		+25	
Test Frequency	MHz		2000	
Gain	dB	20.45	21.2	21.95
Input Return Loss	dB		35	
Output Return Loss	dB		18	
Output P1dB	dBm		+12.5	
Output IP3 ⁽²⁾	dBm	+23	+26	
Noise Figure	dB		3.4	4
Device Voltage	V	3.0	3.4	3.8
Device Current	mA		30	

1. Test conditions unless otherwise noted: 25 °C, Supply Voltage = +5 V, Rbias = 51 Ω , 50 Ω System.
2. JOIP measured with two tones at an output power of -1 dBm/tones separated by 1 MHz. The suppression on the largest IM3 product is used to calculate the JOIP using a 2:1 rule.

Typical Performance ⁽¹⁾

Parameter	Units	500	900	1900	2140
Frequency	MHz				
S21	dB	22.6	22.4	21.4	21.0
S11	dB	-46	-42	-35	-29
S22	dB	-29	-24	-18	-17
Output P1dB	dBm	+12	+12.5	+12.5	+12.5
Output IP3 ⁽²⁾	dBm	+23	+25	+26	+26
Noise Figure	dB	3.4	3.4	3.4	3.4

**Not Recommended For
New Designs**
Recommended replacement parts:
AG303-63G

Absolute Maximum Rating

Parameter	Rating
Storage Temperature	-55 to +150 °C
Device Current	150 mA
RF Input Power (continuous)	+12 dBm
Junction Temperature	+160 °C
Thermal Resistance	167 °C/W

Operation of this device above any of these parameters may cause permanent damage.

Ordering Information

Part No.	Description
ECG001B-G	InGaP HBT Gain Block (lead-free/green/RoHS-compliant SOT-89 package)

Standard T/R size = 1000 pieces on a 7" reel.

Specifications and information are subject to change without notice.

E.2 CONMUTADOR VSWA2-63DR+ DE MINICIRCUITS

SPDT RF Switch

50Ω 500-6000 MHz

Absorptive RF Switch with internal driver.
Single Supply Voltage, +3V to +5V

Product Features

- High Isolation, 65 dB typ. at 1 GHz
- Low insertion loss, 1.0 dB typ. at 1 GHz
- High IP3, 50 dBm typ. at 1 GHz
- Fast switching, Rise/fall time, 23 ns typ.
- Low current consumption, 12 μ A typ.

Typical Applications

- Automated switching networks
- Cellular/ PCS
- ISM, WCDMA, WiMAX, LTE



VSWA2-63DR+

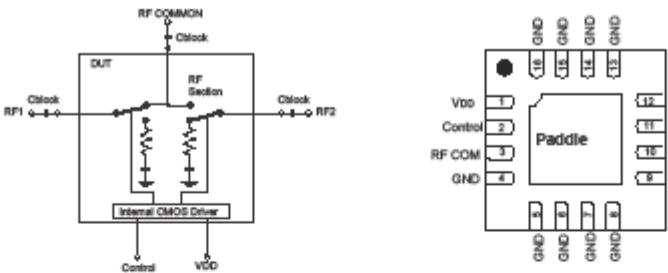
CASE STYLE: DG1235-1

+RoHS Compliant
The + suffix identifies RoHS Compliance. See our website for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

General Description

VSWA2-63DR+ is a high isolation absorptive SPDT switch with integral CMOS driver, operates with single positive supply voltage while consuming, 12 μ A typical. It has been designed for very wideband operation of 500-6000 MHz for 50 Ω systems and yet is usable in 75 Ω systems with degraded return loss. This switch is usable over an extended frequencies from 300 kHz to 500 MHz with reflective switch performance. It is packaged in a tiny 4mm x 4mm x 0.9mm package and is rated MSL1 and class 1A ESD.

Simplified Schematic and Pad Description



Function	Pad Number	Description
RF COM	3	RF Common/ SUM Port, requires DC block (see Fig. 2)
RF1	12	RF Out #1/In Port #1, requires DC block (see Fig. 2)
RF2	9	RF Out #1/In Port #2, requires DC block (see Fig. 2)
Control	2	CMOS Control IN
VDD	1	Supply Voltage
GND	4,5,6,7,8,10,11,13,14,15,16, paddle	RF Ground

Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MOLStore/terms.jsp

Mini-Circuits

www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0033 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

REV E
M15559
VSWA2-63DR+
SD-1280A
190324
Page 1 of 5

RF Electrical Specifications⁽¹⁾, 500 - 6000 MHz, $T_{AMB}=25^{\circ}\text{C}$, $V_{DD}=+3\text{V to }+5\text{V}$

Parameter	Condition (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		500		6000	MHz
Insertion Loss ⁽²⁾	0.3 to 500		0.7		dB
	500 to 2000		0.7	1.3	
	2000 to 3000		0.8	1.5	
	3000 to 4000		0.9	1.5	
	4000 to 6000		1.0	1.9	
Isolation between Common port and RF1/RF2 Ports	0.3 to 500	—	73		dB
	500 to 2000	56	66		
	2000 to 3000	50	64		
	3000 to 4000	45	58		
	4000 to 6000	38	54		
Isolation between RF1 and RF2 ports	0.3 to 500		74		dB
	500 to 1000	50	60		
	1000 to 2000	45	56		
	2000 to 3000	40	52		
	3000 to 4000	38	50		
	4000 to 6000	34	46		
Return Loss (ON STATE)	0.3 to 500		24		dB
	500 to 2000		23		
	2000 to 3000		23		
	3000 to 4000		22		
	4000 to 6000		20		
Return Loss @ RF1/RF2 ports (OFF STATE)	500 to 2000		23		dB
	2000 to 3000		33		
	3000 to 4000		23		
	4000 to 6000		24		
Input IP3	$V_{DD}=3\text{V}$ 500 to 2000		46		dBm
	$V_{DD}=5\text{V}$ 2000 to 6000		40		
	$V_{DD}=3\text{V}$ 500 to 2000		50		
	$V_{DD}=5\text{V}$ 2000 to 6000		44		
Input Compression ⁽³⁾	1dB, $V_{DD}=3\text{V}$ 500 to 2000		24		dBm
	1dB, $V_{DD}=5\text{V}$ 2000 to 6000		22		
	0.2 dB, $V_{DD}=3\text{V}$ 500 to 2000		30		
	0.2 dB, $V_{DD}=5\text{V}$ 2000 to 6000		27		

DC Electrical Specifications

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
VDD, Supply Voltage	3		5	V
Supply Current ($V_{DD}=5\text{V}$) ⁽⁴⁾		50		μA
Control Voltage Low	0		0.5	V
Control Voltage High ⁽⁵⁾	2.7 ⁽⁶⁾		V_{DD}	V
Control Current		5		μA

Notes:

1. Tested on Mini-Circuits test board TB-407+, using Agilent's N9330A network analyzer (see Characterization Test Circuit, Fig.1).
2. Insertion loss values are deembedded from test board loss.
3. Do not exceed RF input power as shown in Absolute Maximum Rating table.
4. Supply current increases with switching repetition rate. See graph.
5. CMOS interface. Latch up condition may occur when logic high signal is applied prior to power supply.
6. 3.3V for $V_{DD}=4$ to 5V

Switching Specifications

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Rise/Fall Time (10 to 90% or 90 to 10% RF)		23		nSec
Switching Time, 50% CTRL to 90/10% RF		35		nSec
Video Feedthrough, (control 0 to 3V, $f_{\text{freq}}=500\text{ KHz}$, $V_{DD}=5\text{V}$)		25		mV _{rms}

Notes:

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
- B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test procedures, criteria, and measurement instructions.
- C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCIS/StandardTerms.jsp



Absolute Maximum Ratings^(a)

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Storage Temperature	-65°C to 150°C
V _{DD} Supply Voltage	2.7 to 5.5V
Voltage Control	-0.2V Min. V _{DD} Max.
RF Input power	1Watt
Dissipated Power at 25°C	350mW

a. Operation of this device above any of these conditions may cause permanent damage.

Truth Table (State of control voltage selects the desired switch state)

State of Control Voltage	RF Common to	
	RF1	RF2
Low	ON	OFF
High	OFF	ON

ON- low insertion loss state OFF- Isolation State

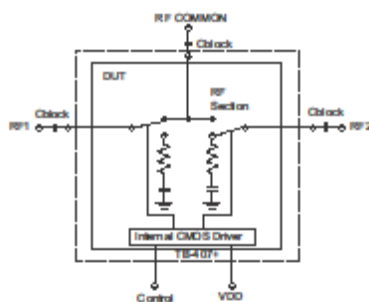
Characterization Test Circuit

Figure 1: Block Diagram Of Test Circuit Used For Characterization.
(DUT soldered on Mini-Circuit's TB-407+)

Test Equipment:

For Insertion loss, Isolation, Return loss and DC current:

Agilent's N5230A Network Analyzer, E3631A power supply. Cblock: Internal to network Analyzer.

For Switching Time and DC Current:

Agilent's 54832B oscilloscope, 81110A pulse generator and E3631 A power supply. Cblock: Mini-Circuits BLK-18-S+

For Input IP3:

Mini-Circuits DC blocks: BLK-18-S+ on all ports, Agilent's E8257D signal generators, 437B power meter, N9020A Signal analyzer and E3631 A power supply.

For Compression:

Mini-Circuits DC blocks: BLK-18-S+ on all ports. ZVE-8G and ZHL-42W amplifier as driver amplifier at RF Common. Agilent's N5230A Network Analyzer, E3631A power supply

Conditions:

V_{DD} = +3 and +5V, Control= 0 and 3V.

For Insertion loss, Isolation and return loss: P_{in}=0 dBm

For Input IP3: P_{in}=5dBm/10m.

For Switching time: RF frequency: 500 MHz at 0 dBm, Control Frequency: 500 KHz and 0 and +3V.

Notes

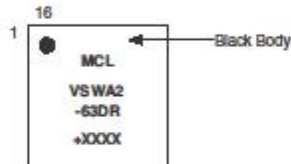
- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MC/Store/terms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

Page 3 of 5

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs

Case Style: DG1235-1

Plastic, finish: matte tin

Tape & Reel: F87

Standard quantities available on reel: 7" reels with 20, 50, 100, 200, 500 devices
13" reels with 3K devices

Suggested Layout for PCB Design: PL-278

Evaluation Board: TB-486+

Environmental Ratings: ENV41

Recommended Application Circuit

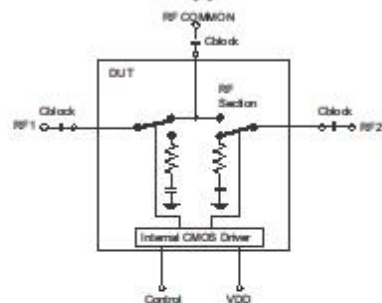


Fig. 2: Evaluation board includes case, connections and components soldered to PCB.

Frequency (MHz)	Clock (log-gated value)
0.3-500	0.1pF
500-6000	47pF

Clock should be free of resonance over frequency of operation.

Notes

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions.
C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at www.minicircuits.com/MCISlowTerms.jsp



www.minicircuits.com P.O. Box 350166, Brooklyn, NY 11235-0003 (718) 934-4500 sales@minicircuits.com

Page 4 of 5

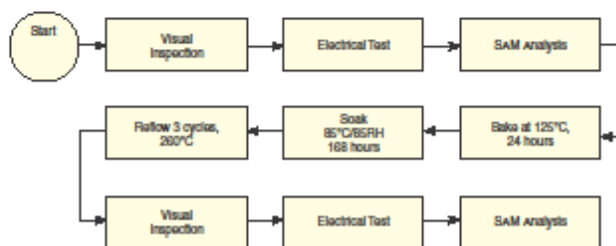
ESD Rating

Human Body Model (HBM): Class 1A (250 to < 500V) in accordance with JESD22-A114

Machine Model (MM): Class A (Passes 50V) in accordance with JESD22-A115

MSL Rating

Molsture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020D

MSL Test Flow Chart**Notes**

- A. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification document are intended to be excluded and do not form a part of this specification document.
 B. Electrical specifications and performance data contained in this specification document are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions.
 C. The parts covered by this specification document are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCULSStandardTerms.jsp



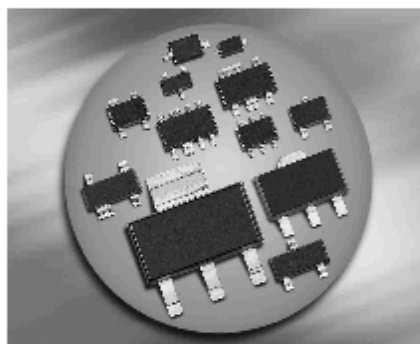
E.3 DIODO PIN BAR64-02



BAR64...

Silicon PIN Diode

- High voltage current controlled RF resistor for RF attenuator and switches
- Frequency range above 1 MHz up to 6 GHz
- Very low capacitance at zero volt reverse bias at frequencies above 1 GHz (typ. 0.17 pF)
- Low forward resistance (typ. 2.1 Ω @ 10 mA)
- Very low signal distortion
- Pb-free (RoHS compliant) package
- Qualified according AEC Q101¹⁾

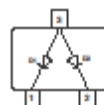
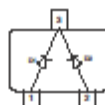
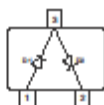
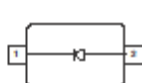


BAR64-02EL
BAR64-02V
BAR64-03W

BAR64-04
BAR64-04W

BAR64-05
BAR64-05W

BAR64-06
BAR64-06W



Type	Package	Configuration	L_S (nH)	Marking
BAR64-02EL*	TSLP-2-19	single, leadless	0.4	OE
BAR64-02V	SC79	single	0.6	O
BAR64-03W	SOD323	single	1.8	blue 2
BAR64-04	SOT23	series	1.8	PPs
BAR64-04W	SOT323	series	1.4	PPs
BAR64-05	SOT23	common cathode	1.8	PRs
BAR64-05W	SOT323	common cathode	1.4	PRs
BAR64-06	SOT23	common anode	1.8	PSs
BAR64-06W	SOT323	common anode	1.4	PSs

¹⁾BAR64-02EL is not qualified according AEC Q101

Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	150	V
Forward current	I_F	100	mA
Total power dissipation	P_{tot}		mW
BAR64-02EL, $T_S \leq 135^\circ\text{C}$		250	
BAR64-02V, $T_S \leq 125^\circ\text{C}$		250	
BAR64-03W, $T_S \leq 25^\circ\text{C}$		250	
BAR64-04, -05, -06, $T_S \leq 65^\circ\text{C}$		250	
BAR64-04W, -05W, -06W, $T_S \leq 115^\circ\text{C}$		250	
Junction temperature	T_j	150	$^\circ\text{C}$
Operating temperature range	T_{op}	-55 ... 125	
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ¹⁾	R_{thJS}		
BAR64-02EL		≤ 60	
BAR64-02V, -04W, -05W, -06W		≤ 140	
BAR64-03W		≤ 370	
BAR64-04, -05, -06		≤ 340	

¹⁾For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note AN077 (Thermal Resistance Calculation)

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

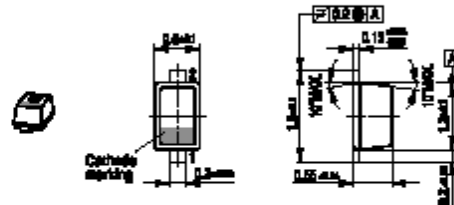
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Breakdown voltage $I_{(BR)} = 5 \mu A$	$V_{(BR)}$	150	-	-	V
Forward voltage $I_F = 50 \text{ mA}$	V_F	-	-	1.1	

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Diode capacitance $V_R = 20\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1...1.8\text{ GHz}, \text{BAR64-02EL}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1...1.8\text{ GHz}, \text{all other}$	C_T	- - - -	0.23 0.3 0.13 0.17	0.35 - - -	pF
Reverse parallel resistance $V_R = 0\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1.8\text{ GHz}$	R_P	- - -	10 4 3	- - -	kΩ
Forward resistance $I_F = 1\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 10\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$ $I_F = 100\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$	r_f	- - -	12.5 2.1 0.85	20 2.8 1.35	Ω
Charge carrier life time $I_F = 10\text{ mA}, I_R = 6\text{ mA}, \text{measured at } I_R = 3\text{ mA},$ $R_L = 100\text{ Ω}$	τ_{rr}	-	1550	-	ns
I-region width	W_I	-	50	-	μm
Insertion loss ¹⁾ $I_F = 3\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 5\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$ $I_F = 10\text{ mA}, f = 1.8\text{ GHz}$	I_L	- - -	0.32 0.23 0.16	- - -	dB
Isolation ¹⁾ $V_R = 0\text{ V}, f = 0.9\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 1.8\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 2.45\text{ GHz}$ $V_R = 0\text{ V}, f = 5.6\text{ GHz}$	I_{SO}	- - - -	22 17 14.5 8.5	- - - -	

¹⁾BAR64-02EL in series configuration, $Z = 50\text{ }\Omega$

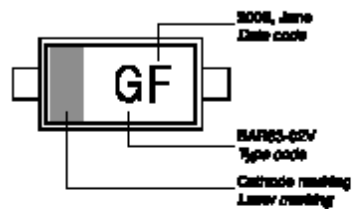
Package Outline



Foot Print

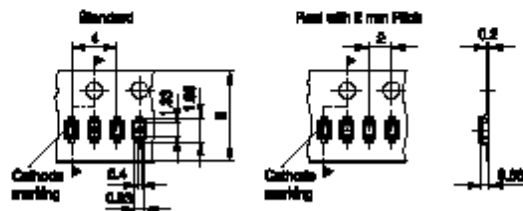


Marking Layout (Example)



Standard Packing

Reel ø180 mm = 3.000 Pieces/Reel
 Reel ø180 mm = 6.000 Pieces/Reel (2 mm Pitch)
 Reel ø330 mm = 10.000 Pieces/Reel



F. CÓDIGO DE ARDUINO PARA CONTROL DE RED CON CONMUTADORES

```
#define PIN_CONMCENT 3
#define PIN_CONMIZQ 5
#define PIN_CONMDER 7
#define PIN_ALIM 13

int sector=1;

void setup() {

    Serial.begin(9600);
    pinMode(PIN_CONMCENT, OUTPUT);
    pinMode(PIN_CONMIZQ, OUTPUT);
    pinMode(PIN_CONMDER, OUTPUT);
    pinMode(PIN_ALIM, OUTPUT);
    digitalWrite(PIN_ALIM, HIGH);

}

void loop() {

    Serial.println("Introduzca que sector quiere activar:");
    while (Serial.available() == 0) {
    }
    sector= Serial.parseFloat();

    Serial.print("Se activara el sector ");
    Serial.println(sector);
    if (sector==1){
        digitalWrite(PIN_CONMCENT, LOW);
        digitalWrite(PIN_CONMIZQ, LOW);
        digitalWrite(PIN_CONMDER, LOW);
    }
    else if (sector==2){
        digitalWrite(PIN_CONMCENT, LOW);
        digitalWrite(PIN_CONMIZQ, HIGH);
        digitalWrite(PIN_CONMDER, LOW);
    }
    else if (sector==3){
        digitalWrite(PIN_CONMCENT, HIGH);
        digitalWrite(PIN_CONMIZQ, LOW);
        digitalWrite(PIN_CONMDER, LOW);
    }
    else if (sector==4){
        digitalWrite(PIN_CONMCENT, HIGH);
        digitalWrite(PIN_CONMIZQ, LOW);
        digitalWrite(PIN_CONMDER, HIGH);
    }
    else{
        Serial.print("Sector introducido erroneo. Reiniciar.");
    }
}
```


G. PUBLICACIONES

G.1 PIER C, [2]

Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 64, 43–50, 2016

Omnidirectional Conformal Patch Antenna at S-Band with 3D Printed Technology

Paula P. Sanchez-Dancausa, Jose L. Masa-Campos*,
Pablo Sanchez-Olivares, and Eduardo Garcia-Marin

Abstract—A conformal patch array antenna with omnidirectional pattern in the azimuth plane at S-band is presented. A theoretical study of the generated ripple in the omnidirectional radiation pattern according to the number of faces that conform the array has been computed. A six-faced regular prism 3D structure has been chosen following a maximum 3 dB ripple criteria in the omnidirectional radiation pattern. A rectangular microstrip patch fed by a microstrip line has been designed as single radiating element. An equal power divider has been designed as feeding network in microstrip technology to feed each radiating element. Several prototypes have been manufactured and measured to validate the theoretical and simulated results. The entire conformal array has been assembled on a hexagonal regular prism manufactured in PolyLactic Acid (PLA) material using a 3D printer. In spite of the complexity of the proposed antenna structure, the used manufacturing processes, such as microstrip and 3D printing, allows to perform a low cost, low weight and compact final antenna. A higher radiated field ripple than the expected one is generated due to small deviations between experimental and theoretical critical parameters such as the feeding network performance or the 3 dB beam-width of the single element radiation pattern. A maximum ripple value of 4 dB has been experimentally obtained in the omnidirectional radiating pattern.

1. INTRODUCTION

Conformal antennas are designed to take form in several surface shapes either to be integrated in different structures as airplanes [1, 2] or to obtain special angular coverages [3, 4]. Usually, a conformal array antenna is cylindrical [5], conical [6] or spherical [7], and the radiating elements are integrated into the curved surface. Likewise, conformal antennas using printed-circuit technology have been used for several applications in aerospace, or satellite communications due their advantages in terms of low profile, lightweight, low cost or ease of fabrication [8]. Nevertheless, in this kind of antennas the bending of the dielectric substrate can produce a notable efficiency reduction, especially for a large microstrip antenna array [9]. In order to reduce this effect, the curved surface of the conformal array can be approximated by planar faces of an equivalent prism, pyramid or a regular polyhedron [10]. In addition, the difficulty and high cost of the holding structure mechanization can be significantly reduced using 3D printing technology.

On the other hand, one of the possible *E*-field patterns to be achieved by these antennas is a 360° coverage, either with a narrow beam electronically scanned over the whole azimuth plane or with an omnidirectional beam. This type of conformal arrays has been used in radar or mobile communication systems (base stations). Wider angular coverage and frequency bandwidth, as well as no boresight error due to radome effects have been achieved in comparison to planar arrays [11–13].

Received 24 February 2016, Accepted 18 April 2016, Scheduled 10 May 2016

* Corresponding author: Jose Luis Masa-Campos (jose.luis.masa@uam.es).

The authors are with the Group of Radio-Frequency, Circuits, Antennas and Systems (RFCAS), Department of Electronic and Communication Technologies, Autonomía University of Madrid, Francisco Tomas y Valiente 11, 28049 Madrid, Spain.

The proposed antenna consists of a conformal patch array with omnidirectional pattern in the azimuth plane operating at S-band for WiMAX communications [14]. The single radiating element is a rectangular microstrip patch directly fed by a microstrip line ended with a $50\ \Omega$ SMA connector. The physical dimensions of the final antenna have been optimized using the conformal array theory to obtain a maximum ripple of 3 dB in the omnidirectional pattern. Therefore, each single radiating element has been positioned on each face of a hexagonal regular prism. In addition, the holding structure has been manufactured in PolyLactic Acid (PLA) material by using a 3D printer, with a significant reduction of both fabrication cost and weight. Finally, a six-way equal power divider as feeding network is designed and manufactured in microstrip technology. The feeding network output ports are connected to the array single elements by means of RG402 coaxial cables.

This conformal array has been designed as a preliminary step of a complex active electronically scanned antenna. An omnidirectional pattern can be achieved using simpler and conventional antennas as monopoles or dipoles. Nevertheless, the proposed design offers a great modularity to easily achieve high gain by accumulating radiating patches in the vertical faces of the prism (maintaining the omnidirectional azimuth pattern), pyramidal arrays with main beam tilt in the elevation plane or enhance the versatility of the antenna by using an electronically switched feeding network to obtain an omnidirectional or sectorial coverage.

In Section 2, the design of the single radiating element and the feeding network, as well as the basic applied theory of the conformal array is described. In Section 3, the experimental results of the whole antenna structure are presented. Finally, the main conclusions and future research are presented in Section 4.

2. CONFORMAL ARRAY STRUCTURE

2.1. Overview

An N -faced regular prism conformal array antenna (Fig. 1) has been set in order to accomplish an omnidirectional pattern in the azimuth plane. Rectangular microstrip patches as single radiating elements have been disposed on each face of the regular prism. A preliminary theoretical design of the conformal array is developed. The distance between the center of the prism and the center of each single element a_{prism} (geometrically this value corresponds to the apothem), the number of prism faces (N) and the radiated E -field of each single element $\vec{E}_n(\theta, \phi)$ are computed to determine the omnidirectional radiation performance of the final conformal antenna. Finally, an equal power divider as feeding network has been designed in microstrip technology to achieve the required feeding distribution of the final conformal antenna. The final goal of this patch topology in the next future is to enhance the versatility of the conformal antenna using an electronically switched microstrip feeding network. A directive beam instead of the omnidirectional coverage could be then used to aim the antenna in the desired azimuth direction depending on the activated radiating elements.

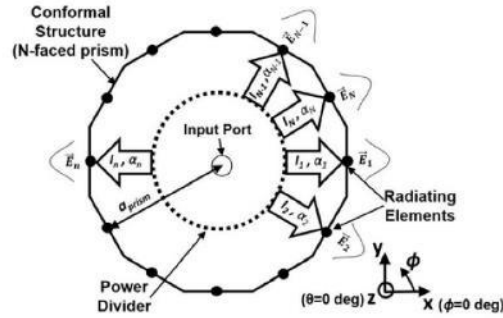


Figure 1. Conformal array antenna scheme.

2.2. Single Radiating Element

A rectangular microstrip patch has been designed and manufactured on a TACONIC RF-35 substrate ($\epsilon_r = 3.5$) with 0.762 mm of thickness as single radiating element. A 50 Ω SMA coaxial connector is used to feed the rectangular printed patch through a microstrip line impedance transformer. The dimensions of the rectangular patch are 29.6×22.5 mm while the overall size of the substrate is 52.5×52.5 mm. The width and length of the feeding microstrip line are 1.7 and 26 mm, respectively.

The radiating element has been designed at 3.50 GHz using CST Microwave Studio. The simulated and measured matching coefficient shows a slight shift of the resonance frequency from 3.50 to 3.53 GHz due to the tolerances of the specified dielectric constant by the substrate supplier (Fig. 2(a)).

On the other hand, the H -plane and E -plane normalized radiation pattern is presented in Fig. 2(b). The 3 dB-beamwidth value of the H -plane radiation pattern is 85.6 deg. This parameter has been used to decide the number of faces of the prism for an adequate omnidirectional array radiation and becomes one of the most restrictive parameter in the conformal structure design. The E -plane response shows an undesirable ripple in the radiation pattern, which is caused by edge effects of the finite ground plane of the single element. Finally, the cross-polarization level is below -15 dB for both main radiation planes.

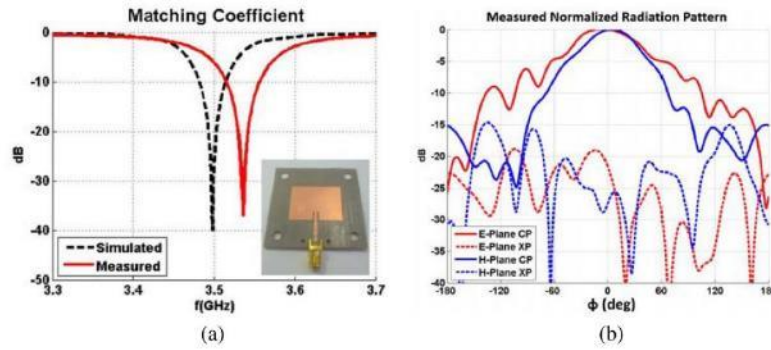


Figure 2. Single radiating element. (a) Simulated and measured matching coefficient. (b) Measured normalized radiation pattern.

2.3. Regular Prism Selection

The main difference between the calculated E -field of conformal and planar arrays resides in the single elements orientation (ϕ_n), which are not aiming in the same direction in the conformal case. By including this aspect in the formulation [15], the radiated E -field of the conformal array $\vec{E}_{tot}(\theta, \phi)$ can be expressed as (1) indicates:

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(\theta, \phi) I_n e^{j[\frac{2\pi}{\lambda} a_{prism} \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n]}, \quad (1)$$

where λ is the wavelength at the design frequency, N the number of array elements, a_{prism} the apothem of the prism, and $\vec{E}_n(\theta, \phi)$, I_n , α_n are respectively the normalized radiated E -field as well as the feeding current amplitude and phase of the n -th single radiating element (N -faced prism scheme in Fig. 1).

Equation (1) has been used as a first theoretical approach to the final radiation pattern in order to obtain the desired omnidirectional behavior in the azimuth plane ($\theta = 90$ deg according to axes in Fig. 1). A regular prism of N faces has been chosen under the criteria of minimum number of faces that provides a maximum ripple value of 3 dB in the normalized radiation pattern. In this preliminary simple approach, the single element radiated E -field has been modeled as $\vec{E}_n(\theta, \phi) = \cos^{1.12}(\phi)$, emulating the measured H -plane patch beam-width in Fig. 2(b). In addition, an equal amplitude and phase ($I_n=1$, $\alpha_n=0$, $\forall n$) power divider has been used to feed each radiating element of the conformal array.

Only even-base prisms have been chosen to compare the different omnidirectional radiation performance of the conformal array. The theoretical results for a four, six, eight and ten faced prism are shown in Fig. 3. In all cases, the length of the side of the prism is minimized by fixing its value to the side of a single radiating element (52.5 mm). Therefore, the number of elements N can be increased without excessively enlarging the apothem. Thus, a reduction of the radiation pattern ripple can be achieved. The hexagonal prism is the first one to achieve the 3 dB ripple requirement. Therefore, due to simplicity reasons, a six-faced regular prism ($N = 6$) has been chosen as the shape of the conformal array structure.

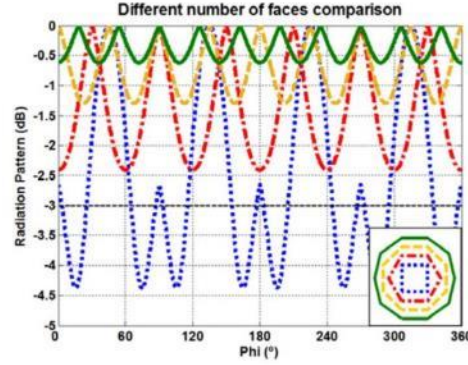


Figure 3. Normalized radiation pattern comparison with different number of faces (azimuth plane).

2.4. Microstrip Feeding Network

A six-way equal power divider has been designed and manufactured as feeding network in microstrip technology (Fig. 4(a)). Port 1 represents the feeding network input and the output ports, labeled as 2 to 7, are used to inter-connect the radiating single elements. The same radiating element substrate, TACONIC RF-35 (thickness = 0.762 mm, $\epsilon_r = 3.5$, $\tan \delta = 0.002$), has been used for the feeding network.

The measured S -parameters are presented in Fig. 4(b). The input matching coefficient ($|S_{11}|$) is below -20 dB from 3.3 to 3.7 GHz. The theoretical equal signal distribution performance should be achieved in the mentioned frequency band ($|S_{j1}| \approx -7.78$ dB with $j = 2$ to 7). Nevertheless, both the manufactured errors and the substrate dielectric losses, as well as the physical asymmetries of the power divider due to the circuit hexagonal shape, generate degradations in comparison with the amplitude theoretical distribution. A peak difference of ± 11 deg is obtained in the phase transmission coefficients

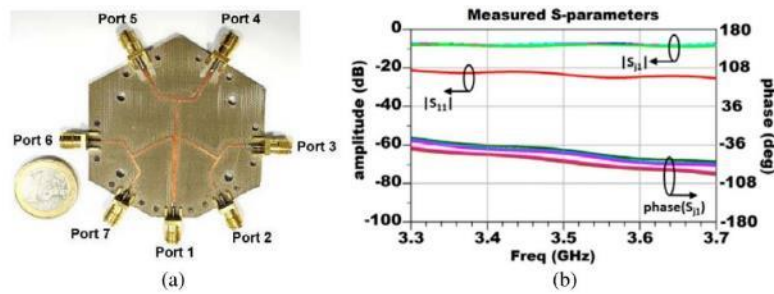


Figure 4. Six-way microstrip power divider. (a) Manufactured prototype. (b) Measured S -parameters.

(phase (S_{j1})) of the power divider. The minimum and maximum amplitude values of the transmission coefficients are -7.77 and -8.26 dB, corresponding to parameters $|S_{41}|$ and $|S_{71}|$ respectively. Finally, the measured feeding network losses are 0.3 dB at the design frequency 3.5 GHz.

3. FINAL INTEGRATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

Both the feeding network (microstrip six-way power divider) and the single radiating elements (six rectangular microstrip patches) have been joined to produce the final conformal array antenna (Fig. 5). To achieve an accurate fastening of all the radiating elements, a hexagonal regular prism was built in PolyLactic Acid (PLA) using a 3D printer.

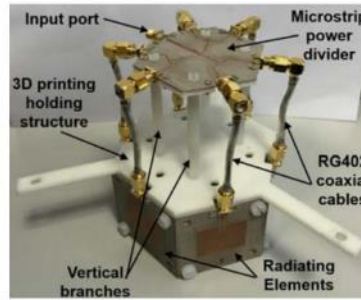


Figure 5. Manufactured conformal array antenna.

The 3D printed structure thickness is 3 mm and includes several drills for the correct assembly of the radiating patches. In addition, four vertical branches holding a platform have been also printed to the right positioning of the feeding network. Likewise, the radiating rectangular patches and the output ports of the feeding network are connected by means of RG402 coaxial cables. All of them have been manually manufactured with the same length in order to keep the phase feeding distribution of the microstrip power divider. The feeding network port 1 (Fig. 4(a)) corresponds to the input port of the complete antenna.

The whole conformal array antenna prototype is shown in Fig. 5. Such as was previously described, the radiating elements and the feeding network as well as the holding structure have been manufactured using microstrip and 3D printing technologies, respectively. Therefore, in spite of the typical mechanization complexity and high price of the conformal antennas, a low cost, low weight and compact antenna has been manufactured.

The final prototype has been measured in order to experimentally validate the antenna performance. The measured matching coefficients of the conformal array, the feeding network (Section 2.4) and the radiating single element (Section 2.1), as well as the CST simulation of the entire antenna, are compared in Fig. 6. The measured conformal array matching coefficient is quite similar to the one of the radiating element, keeping the same impedance and bandwidth response. The resonance frequency shift from 3.50 to 3.53 GHz (compared to the antenna simulation) is also observed in the array antenna matching performance due to the tolerances of the substrate dielectric constant, as was described in Section 2.1.

Figure 7(a) shows the simulated directivity and the measured realized gain radiation patterns in the azimuth plane ($\theta = 90$ deg) at the measured resonant frequency (3.53 GHz). In addition, the theoretical and the estimated directivities have been also presented. The theoretical calculation uses Equation (1) by approximating the E -field radiation patterns ($\vec{E}_n(\theta, \phi)$) as $\sin^{1.18}(\theta)$ and $\cos^{1.12}(\phi)$ respectively in both E and H planes, and with an equally feeding distribution ($I_n = 1$, $\alpha_n = 0$, $\forall n$). Thus, by multiplying both E -field approximations a 3D pencil beam with the characteristics of the single element radiation pattern is obtained. Likewise, Equation (1) is also applied for the estimated directivity. Nevertheless, the measured radiation pattern of each one of the manufactured patches (shown in Fig. 2(b)) and the

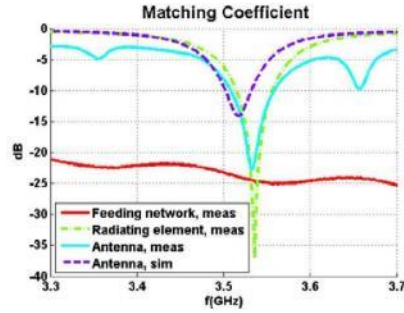


Figure 6. Measured and simulated matching coefficients of the conformal antenna. Measured matching coefficients of the radiating element and the feeding network.

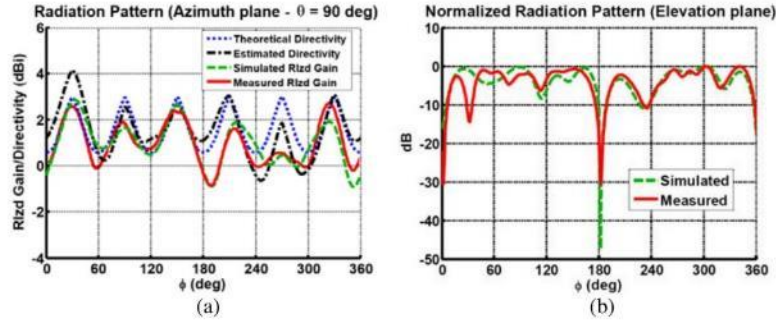


Figure 7. (a) Radiation pattern in azimuth plane at 3.53 GHz: theoretical directivity, estimated directivity, simulated realized gain and measured realized gain. (b) Normalized radiation pattern in elevation plane at 3.53 GHz.

experimental power distribution (Fig. 4(b)) are used in this case. Sixty ϕ radiation cutting planes were taken into account in the integration process to obtain the directivity for both theoretical and estimated calculations.

As Fig. 7(a) shows, the maximum points of the simulated and measured realized gain patterns as well as the theoretical directivity are approximately situated in the same angular positions and present similar values. Nevertheless, a slight degradation of the measured pattern due to small deviations in the manufacturing of the feeding network has been detected. As Fig. 4(b) results demonstrate, these manufacturing errors cause an alteration in the feeding phase distribution of the power divider. In addition, slight differences in the length of the six interconnection coaxial cables also affect to the feeding phase performance of the array radiating elements. These effects are confirmed by the estimated directivity curve where the measured single patch radiation pattern and the measured feeding distribution are used to calculate the final pattern. Therefore, a maximum ripple of 4 dB has been obtained in the measured omnidirectional radiation pattern. Likewise, six peak gain values of approximately 2 dBi can be observed, which are almost located in front of each radiating patch of the conformal array.

Finally, Fig. 7(b) shows the normalized radiation pattern at the elevation plane. A very good agreement between simulations and measurements has been obtained. Nevertheless, a significant ripple due to edge effects in the single patch finite ground plane can be observed. These effects had already appeared in the E -plane measured radiation pattern of the single element (Fig. 2) and would be mitigated by the increase of the ground plane dimensions.

4. CONCLUSION AND FUTURE RESEARCH

A conformal array antenna at S-band with an omnidirectional pattern in the azimuth plane has been designed, manufactured and measured. The single radiating element consists of a microstrip rectangular patch. A theoretical study of the ripple in the radiation pattern has been carried out depending on the number of faces that conforms the array. Following a maximum 3dB ripple criteria in the omnidirectional radiation pattern, a hexagonal prism has been chosen as conformal array structure, which has been built in PLA material with a 3D printer. An equal power divider has been designed as feeding network in microstrip technology to feed each one of the single radiating elements. Finally, the whole antenna has been assembled over the 3D printed holding structure connecting both the feeding network and the single elements by means of RG402 coaxial cables. The conformal array antenna has been measured showing maximum ripple of 4dB in the omnidirectional radiation pattern. This effect is due to the slight deviations in both the manufacturing of the feeding network and the lengths of the interconnection coaxial cables.

Future work in this area includes improvement of the antenna bandwidth using double-stacked rectangular patches as radiating elements. On the other hand, the versatility of the conformal antenna has not been fully analyzed. Using a switched feeding network, the behavior of the antenna in the azimuth plane can be controlled, aiming only in the desired direction instead of an omnidirectional pattern. By enabling only the adequate elements the beam-width of the conformal array can be modified depending on the number of activated radiating elements.

ACKNOWLEDGMENT

This work has been supported by the Spanish Government, Ref. TEC2013-47106-C3-2-R (Project TECOAMP) and Madrid Region Government, Ref. S2013/ICE-3000 (Project SPADERADAR).

REFERENCES

1. Knott, P., C. Löker, and S. Algermissen, "Antenna element design for a conformal antenna array demonstrator," *IEEE Aerospace Conference*, 1–5, Big Sky, MT, 2011.
2. Steyskal, H., "Pattern synthesis for a conformal wing array," *IEEE Aerospace Conference Proceedings*, Vol. 2, 2-819–2-824, 2002.
3. Yang, P., F. Yang, Z.-P. Nie, B. Li, and X. Tang, "Robust adaptive beamformer using interpolation technique for conformal antenna array," *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 23, 215–228, 2010.
4. Athanasopoulos, N. C., N. K. Uzunoglu, and J. D. Kanellopoulos, "Development of a 10 GHz phased array cylindrical antenna system in incorporating IF phase processing," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 59, 17–38, 2006.
5. Sahnoun, N., I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, "Integrated flexible UWB/Nb antenna conformed on a cylindrical surface," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 55, 121–128, 2015.
6. Wang, Q. and Q.-Q. He, "An arbitrary conformal array pattern synthesis method that include mutual coupling and platform effects," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 110, 297–311, 2010.
7. Mandrić, V., S. Rupčić, and D. Pilski, "Experimental results of spherical arrays of circular waveguide and microstrip antennas," *ELMAR, 2011 Proceedings*, 345–351, Zadar, 2011.
8. Shama, A. and S. Dev Gupta, "Design and analysis of rectangular microstrip patch antenna conformal on spherical surface," *2015 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, 366–369, 2015.
9. Bhowmik, L. M., C. Armiento, A. Akyurtlu, W. Miniscalco, J. Chirravuri, and C. McCarroll, "Design and analysis of conformal ku-band microstrip patch antenna arrays," *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology*, 815–820, 2013.

10. Huang, M. D. and S. Y. Tan, "An improved spherical antenna array for wideband phase mode processing," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 66, 27–40, 2006.
11. Wang, P., G. Wen, H. Zhang, and Y. Sun, "A wideband conformal end-fire antenna array mounted on a large conducting cylinder," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 9, 4857–4861, Sept. 2013.
12. Masa, J. L., J. M. Serna, and M. Sierra, "Circularly polarized omnidirectional patch array for millimetre application," *XIX URSI/COST*, 284, Sept. 2004.
13. Zhang, Z., X. Gao, W. Chen, Z. Feng, and M. F. Iskander, "Study of conformal switchable antenna system on cylindrical surface for isotropic coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 3, 776–783, Mar. 2011.
14. IEEE 802.16 Working Group, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks," *IEEE*, New York, USA, Dec. 2005.
15. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1997.

Conformal Array Antenna Fed by Radial-Waveguide Divider for Omnidirectional Coverage at Ku Band

P. Sanchez-Olivares¹, R. V. Haro-Baez², P. P. Sanchez-Dancausa¹, J. L. Masa-Campos¹, J. A. Ruiz-Cruz¹

¹ Group of Radio-Frequency, Circuits, Antennas and Systems (RFCAS), Department of Electronic and Communication Technologies, Autonoma University of Madrid, Francisco Tomas y Valiente 11, 28049 Madrid, Spain.

² Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE, Quito, Ecuador

Abstract—A conformal array antenna for omnidirectional coverage in the azimuth plane at Ku band is presented. An eight-faced prism structure has been used to obtain the omnidirectional radiation pattern following a maximum theoretical ripple criterion. The radiating element consists of a rectangular waveguide ended on a cavity-slot. An equal power eight-way radial-waveguide divider has been designed to feed each radiating element. The use of waveguide technology minimizes the propagation losses and makes the structure suitable for high power applications with omnidirectional coverage requirements. The achieved simulation results show a maximum realized gain of 2.4 dB, a maximum ripple of 1.5 dB for the omnidirectional pattern and a matching bandwidth of 16.2% around 17 GHz.

Index Terms—antenna, radial-waveguide, conformal array, omnidirectional pattern.

I. INTRODUCTION

A conformal antenna is defined as an antenna that takes form into a specific surface. The antenna structure shape is selected either for aerodynamic or hydrodynamic considerations, like an airplane, or for electromagnetic reasons such as special angular coverage [1]. For example, arrays on a cylindrical [2], conical [3] or spherical [4] structure offer the possibility either to create directed beams in arbitrary direction or to create an omnidirectional pattern. In addition, it can also approximate this shapes by using another structure with planar faces, like a prism, a pyramid or a regular polyhedron [5]. An omnidirectional radiation pattern is commonly required for the antenna of many applications such as detection of arrival signal direction, radar or fixed-satellite service (FSS) communications.

On the other hand, conformal microstrip antennas have broad applications in aerospace, point-to-point or satellite communications due to many advantages such as low profile, light weight, low cost or ease of fabrication using printed-circuit technology [6]. Nevertheless, in this kind of antennas the dielectric substrate losses as much as the bending of the structure can produce a significant efficiency reduction, especially for a large microstrip antenna array [7]. In this context, waveguide-fed slot array antennas have been widely used due to their advantages of low losses, high power capacity and high efficiency [8].

In this paper, a Ku-band conformal array antenna fed by a radial-waveguide divider for omnidirectional coverage in the azimuth plane is presented. A regular prism shape has been used to design the conformal array. The number of faces and the size of the prism determines the omnidirectional pattern

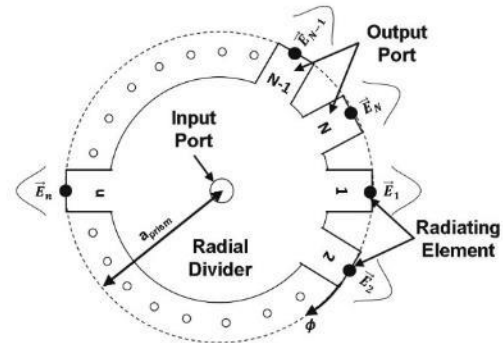


Fig. 1. Scheme of a conformal array antenna fed by a radial divider

performance of the antenna. The single radiating element consists of a rectangular waveguide ended on a cavity-slot. An equal power radial-waveguide divider is used to feed the radiating elements. The use of waveguide technology to perform the feeding network provides high levels of efficiency and make the final antenna suitable for high power applications.

The conformal array theory as well as the design of the components that integrates the antenna structure such as the radiating elements or the radial-waveguide feeding network are explained in Section II. Following, the simulated results derived from the final conformal array antenna are presented in Section III. Finally, the main conclusions are described in Section IV.

II. CONFORMAL ARRAY STRUCTURE

A. Overview

As it is shown in Fig. 1, an N-faced prism array antenna has been set in order to accomplish an omnidirectional radiation behavior in the azimuth plane. The radiating conformal structure is fed by a radial power divider network, where N output ports are positioned symmetrically around a central port dividing equally the input power. Each single radiating element is placed at the end of each output port, radiating an equal level of amplitude and phase defined by the feeding network symmetry.

This section describes the main steps to design the proposed conformal antenna using waveguide technology taking the typical advantages of low losses and high power. Firstly, the single radiating element is described. It is composed by a

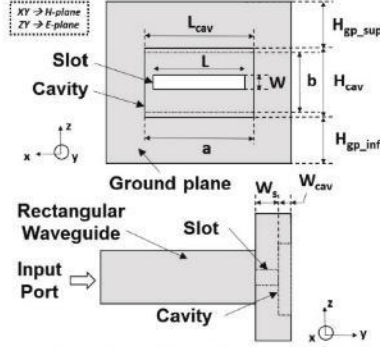


Fig. 2. Single radiating element. Waveguide ended on a cavity-slot

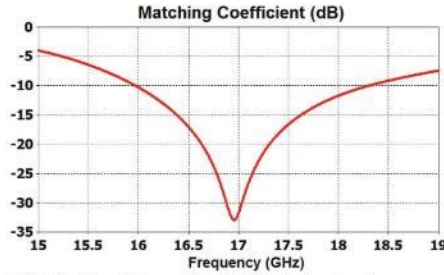


Fig. 3. Cavity-slot matching coefficient (dB) at the input port

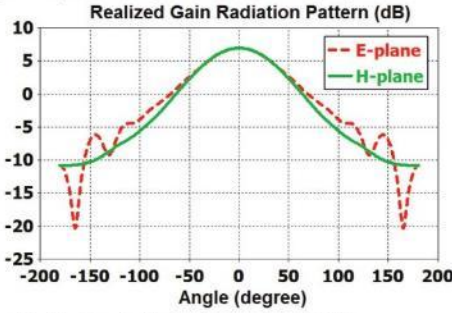


Fig. 4. Cavity-slot realized gain radiation pattern at 17 GHz

rectangular waveguide ended on a cavity-slot. Following, by means the optimization of the decisive antenna parameters, a theoretical design of the conformal array is developed. The physical dimensions (a_{prism}), the number of faces of the prism (N) and the radiated E-field of each single element (E_n) will determine the omnidirectional radiation performance of the final conformal antenna. At the end of this section, a radial symmetrical divider has been designed in waveguide technology as feeding network of the final conformal antenna. The simulated results presented in following section have been obtained using *CST Microwave Studio*.

B. Cavity-Slot Radiating Element

The single radiating element consists of a rectangular waveguide ended on a cavity-slot as it is shown in Fig. 2. The feeding rectangular waveguide dimensions are $a=11$ mm and $b=7.2$ mm. The slot length and width are $L=9.2$ mm and $W=3$ mm, respectively. It has been implemented in a 2 mm metallic plate of thickness (W_s). The radiating slot has been introduced in a thin cavity ($L_{cav}=11$ mm, $W_{cav}=1.3$ mm and $H_{cav}=7.6$ mm) in order to reduce the E-plane radiation pattern beamwidth. By this way, an increase of the maximum gain and the back-to-front radiation has been obtained. To further enhance these effects the ground plane height of the radiating element has been optimized. The parameters H_{sp_sup} and H_{sp_inf} have been fixed at 4.1 and 4.5 mm respectively.

The matching coefficient at the input port of the cavity-slot element is presented in Fig. 3. A 13.5% bandwidth around 17 GHz under a -10 dB matching coefficient criteria is observed. On the other hand, Fig. 4 shows the single element H-plane and E-plane realized gain radiation patterns. A maximum realized gain of 6.94 dB has been achieved in the broadside direction and a -3 dB beamwidth of 78.2 deg has been obtained for both planes. The radiated E-field of the single element at H-plane is a decisive parameter to accomplish the omnidirectional radiation performance.

C. Conformal Array Design

Before analyzing the final form of the antenna, a brief explanation about conformal array theory is required. Generally, in linear and planar arrays all the radiating elements that form it aim in the same direction allowing to bring the radiation function of the element outside of the calculation and obtaining the array function. This is the main difference between conformal array and linear or planar arrays. Each single element placed in different faces in the array structure is not aiming in the same direction to achieve the omnidirectional pattern. This aspect must be included in the array radiation pattern formulation as following:

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(\theta, \phi) I_n e^{j(k a_{prism} \sin \theta \cos(\phi - \phi_n) + \alpha_n)} \quad (1)$$

As it can be observed in equation (1), extracted from [9] and where k is the wave number at the design frequency, the radiation pattern of the unitary element $E_n(\theta, \phi)$ is inside the summation and it will vary depending on its position. The distance between the center of the prism and the center of each element (a_{prism} in Fig. 1), must be taken into account, as it will be one of the most relevant features when designing the array. Geometrically that value corresponds to the apothem, the segment from the center to the midpoint of one of the sides of the polygon. In this particular case, the designed feeding network provides equal power division in both amplitude and phase ($I_n=1$, $\alpha_n=0$, $\forall n$), and the plane that will be analyzed corresponds to $\theta=90^\circ$ (azimuth plane), leaving the final equation to study as follows:

$$\vec{E}_{tot}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(\theta, \phi) e^{j(k a_{prism} \cos(\phi - \phi_n))} \quad (2)$$

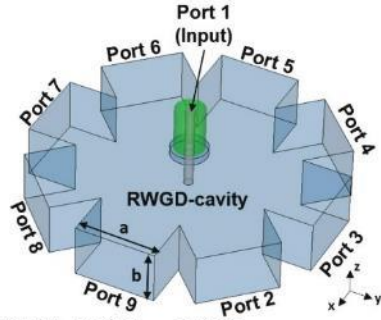


Fig. 5. Eight-Way Radial-Waveguide Divider

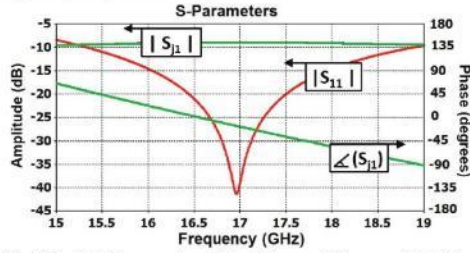


Fig. 6. Simulated S-parameters of the eight-way radial-waveguide divider

In summary, the only variables that will affect the final pattern will be the number of elements (N), the radiating element E-field ($E_n(\theta, \phi)$), the apothem of the N -faced prism (a_{prism}) and the angular orientation of each element (ϕ_n).

To obtain the omnidirectional pattern, equation (2) was used as a first theoretical approach to the final radiation pattern. The unitary element has been modeled as $E_n(\theta, \phi) = \cos^{1.37}(\phi)$ emulating the cavity-slot H-plane pattern (Fig. 4) with the beamwidth of 78.2° previously specified. Finally, the conformal array antenna parameters has been set to $N=8$, $a_{prism}=20.6$ mm under the criteria of minimum number of faces that provides a maximum ripple of 1.5 dB in the normalized radiation pattern. Therefore, an eight-faced prism (octagon) will be the structure where the single radiating elements will be held.

D. Eight-Way Radial-Waveguide Divider

A radial power divider is proposed as feeding network of the final conformal antenna. It has been implemented in waveguide technology in order to minimize the propagation losses and make a suitable structure for high power applications. The number of conformal array faces (N) must corresponds to the number of output ports of the radial power divider.

By this way, an eight-way radial-waveguide divider (RWGD) has been designed and it can be shown in Fig. 5. It is conform by a circular cavity with eight rectangular waveguide output ports and a 50Ω SMA coaxial probe as input port. The TEM propagation mode generated by the coaxial probe is coupled to the fundamental propagation mode TE_{10} of the rectangular waveguide output ports. The waveguide dimensions

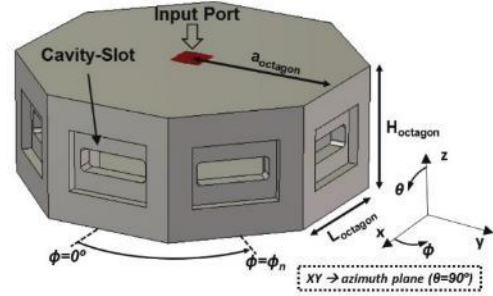


Fig. 7. Conformal array antenna structure

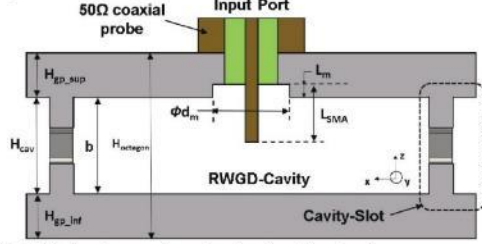


Fig. 8. Conformal array antenna structure (xz cutting plane).

correspond with the feeding waveguide dimensions of the single radiating element.

Fig. 4 shows the S-parameters of the RWGD from 15 to 19 GHz. A bandwidth of 21.76% following -10 dB reflection criteria it can be observed. The transmission coefficients (S_{1i}) show an equal power division in terms of amplitude and phase due to the physical symmetry of the structure.

III. FINAL INTEGRATION AND SIMULATED RESULTS

The final integration of the RWGD and the cavity-slot radiating elements forming the final conformal antenna is presented in this section (Fig. 7). Some considerations must be taking into account in order to match the input impedance of the structure and accomplish the omnidirectional behavior requirements. The final conformal antenna is conform by an eight-way RWGD loaded by eight cavity-slot radiating elements. Therefore, the structure form a regular octagon with $a_{octagon}=20.6$ mm, $H_{octagon}=16.2$ mm ($H_{octagon} = H_{gp_sup} + H_{gp_inf} + H_{cav}$ from Fig. 2) and $L_{octagon}=17.06$ mm. The radiating elements have been placed in the azimuth plane (xy plane, $\theta=90^\circ$). As the selected shape is a regular eight-faced prism (octagon), the angular orientation (ϕ_n) difference between adjacent elements is 45° . A 50Ω vertical coaxial probe is placed in the center to feed the structure symmetrically. In order to match the input impedance of the structure the 50Ω coaxial probe to RWGD-cavity transition has been optimized (Fig. 8). A circular emptying of the RWGD-cavity top internal side is made to enhance the matching coefficient performance ($d_m=5$ mm and $L_m=1$ mm). The penetration length into the RWGD-cavity of the 50Ω coaxial inner conductor is $L_{SMA}=5.25$ mm.

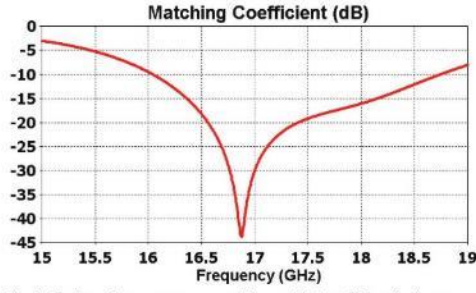


Fig. 9. Conformal array antenna matching coefficient (dB) at the input port

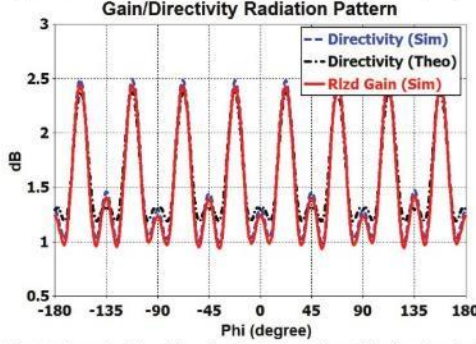


Fig. 10. Theoretical directivity, simulated directivity and simulated realized gain radiation pattern in the azimuth plane ($\theta=90^\circ$) at 17 GHz

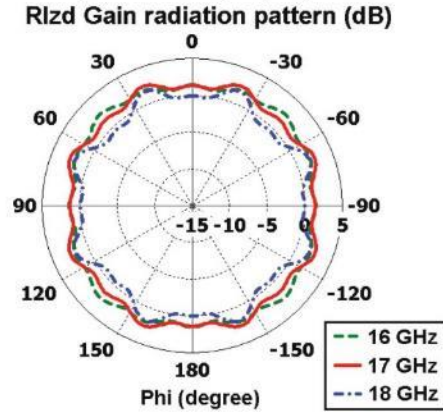


Fig. 11. Simulated realized gain radiation pattern in the azimuth plane ($\theta=90^\circ$) at different frequencies

The matching coefficient of the conformal array antenna is presented in Fig. 9. It has been obtained a frequency bandwidth of 16.2% following -10 dB matching criteria. It can be noted that it has been reduced with respect to the RWGD bandwidth presented in previous section. The main reason is that the

matching bandwidth of the final antenna is delimited by the matching bandwidth of the single radiating element (Fig. 3).

On the other hand, the radiation patterns in the azimuth plane of the conformal array antenna are shown in Fig. 10. Specifically the simulated realized gain, the simulated directivity and the theoretical directivity calculated by the integration of the antenna radiated E-field ($E_{rad}(0, \phi)$) defined in equation (2) is presented. The simulated results shows a maximum realized gain value of 2.4 dB and a maximum ripple of 1.5 dB in the omnidirectional pattern. The great agreement between theoretical and simulated results demonstrate that the losses of the antenna are low, obtaining a radiation efficiency level 98.8%.

In order to appreciate the omnidirectional behavior of the radiation pattern in frequency band a polar representation of the realized gain radiation patterns at 16, 17 and 18 GHz are presented in Fig. 11. A maximum ripple of 2.5 dB is obtained at 18 GHz while the omnidirectional behavior at 16 GHz is kept quite similar to the design frequency case.

IV. CONCLUSIONS

In this paper, an omnidirectional conformal array antenna at Ku-band for high power applications is presented. An eight-faced prism shape has been selected and optimized to achieve an omnidirectional pattern in the azimuth plane. The single radiating element is a rectangular waveguide ended on a cavity-slot. An eight-way radial feeding network has been designed in conventional waveguide technology in order to obtain high efficiency levels and make the final antenna suitable for high power applications. A vertical coaxial probe symmetrically positioned feeds the final conformal antenna. The simulated results obtained by CST Microwave Studio show an impedance matching bandwidth of 16.2% around 17 GHz, a radiation efficiency of 98.8%, a maximum realized gain of 2.4 dB and a maximum ripple of 1.5 dB in the azimuth plane.

ACKNOWLEDGMENT

The authors want to acknowledge the Spanish Government, Ministry of Economy, National Program of Research, Development and Innovation for the support of the project ENABLING5G "Enabling Innovative Radio Technologies for 5G networks" (project number TEC2014-55735-C3-1-R), the project TECOAMP (project number TEC2013-47106-C3-2-R) and the project SPADERADAR-CM from Madrid Region Government (project number (S2013/ICE-3000).

REFERENCES

- [1] L. Josefsson and P. Persson, Conformal array antenna theory and design[M]. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.
- [2] J. L. Masa-Campos, J. M. Fernández, M. Sierra-Pérez and J. L. Fernández-Jambrina, "Omnidirectional circularly polarized slot antenna fed by a cylindrical waveguide in millimeter band," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, issue. 3, pp. 638-642, 2007.
- [3] A. D. Munger, G. Vaughn, J. H. Provencher and B. R. Gladman, "Conical Array Studies," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, No. 1, pp. 35-43, 1974.
- [4] A. Vallecchi and G. B. Gentili, "Broad Band Full Scan Coverage Polarization agile Spherical Conformal Array Antennas: Pseudo-Uniform vs. Pseudo-Random Element Arrangements," IEEE International

- Symposium on Phased Array Systems and Technology 2003, pp. 529-534, Boston, 14–17 October, 2003.
- [5] J. L. Masa-Campos, J. M. Serna and M. Sierra, "Circularly Polarized Omnidirectional Patch Array for Millimetre Application", XIX URSI/COST 284, Sept. 2004.
 - [6] A. Shama and S. Dev Gupta, "Design and analysis of rectangular microstrip patch antenna conformal on spherical surface," Signal Processing and Communication (ICSC), 2015 International Conference on, pp. 366-369, 2015.
 - [7] L. M. Bhowmik, C. Armiento, A. Akyurtlu, W. Miniscalco, J. Chirravuri and C. McCarroll, "Design and analysis of conformal ku-band microstrip patch antenna arrays," Phased Array Systems & Technology, 2013 IEEE International Symposium on, pp. 815-820, 2013.
 - [8] J. Mou-ping, Q. Mei-qing, W. Wei and L. Xian-ling "Design of A Cylindrically Conformal Waveguide-fed Slot Array Antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2014 IEEE, pp.1053-1054, 2014.
 - [9] Balanis, C.A. "Antenna Theory: Analysis and Design" John Wiley & Sons Inc, 1997.